

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

Sähkötekniikan osasto

Jouni Tervonen

METSÄHOVIN RADIOTUTKIMUSASEMAN  
POLARISAATIOMITTAUSJÄRJESTELMÄN  
KEHITTÄMINEN

Diplomityö, joka on jätetty opinnäyttenä tarkastettavaksi  
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espossa 1.6.1992.

Työn valvoja

Veikko Porra

Työn ohjaaja

*Seppo Urpo*  
Seppo Urpo

~~TKK SÄHKÖTEKNIIKAN  
OSASTON KIRJASTO  
OTAKAARI 5 A  
02150 ESPOO~~

18796

**Tekijä ja työn nimi:**

Jouni Tervonen

Metsähovin radiotutkimusaseman polarisaatiomittausjärjestelmän kehittäminen

**Päivämäärä:** 24. 5. 1992**Sivumäärä:** 49**Osasto:**

Sähköteknilinen osasto

**Professuuri:**

Ele-87 piiritekniikka

**Työn valvoja:**

Professori Veikko Porra

**Työn ohjaaja:**

Professori Seppo Urpo

Radioastronomisten mittauksien tavoiteena on saada kehitetyksi tarkempia malleja astrofysikaalisista ilmiöistä, jotka synnyttävät havaitun radiotaajuisen sähkömagneettisen säteilyn. Mallit saadaan tarkemmiksi mittaamalla polarisaatiotilaa pelkän säteilyn kokonaistehon sijasta. Tämän työn teoreettisessa osassa käsitellään polarisaatiotilan määrittämistä Stokesin parametrien avulla ja lyhyesti polarisaatiomittausten merkitystä radioastronomiassa. Lisäksi pohditaan eri menetelmiä, joilla voidaan toteuttaa mikroaaltoalueen polarisaatiomittauksia.

Radioastronomisia polarisaatiohavaintoja on Metsähovin radiotutkimusasemalla suoritettu lähinnä pyörítettävien polarisaatiolevyjen avulla aikajakoisina. Reaaliaikaisia mittauksia varten on valmistettu nelikanavainen 37 GHz korreloiva polarimetri. Työssä tarkastellaan korreloivalla polarimetrillä tehtävien polarisaatiomittausten kalibrointia.

Mittausjärjestelmän erottelukykyä ajan suhteen parannettiin. Parempi aikaresoluu-tio saavutettiin integrointi- ja prosessointiyksikön avulla. Tässä työssä kerrotaan tämän yksikön suunnittelu ja toteutus. Integrointi- ja prosessointiyksikkö laskee Stokesin parametrien alkuarvot, jolloin vahvistusvaihtelut ja vaihevirheet tulevat kalibroiduksi.

**Hakusanat:** Radioastronomia, polarisaatio, Stokesin parametrit



**Author and name of the thesis:**

Jouni Tervonen

Improvement of the Polarization Measurement System of Metsähovi Radio Research Station

**Date:** May 24, 1992**Number of pages:** 49**Department:**

Electrical Engineering

**Professorship:**

Ele-87 Electronic Circuit Engineering

**Supervisor:**

Professor Veikko Porra

**Instructor:**

Professor Seppo Urpo

The goal of the radioastronomical measurements is to improve theoretical astrophysical models. These models explain the cause of measured radio wavelength electromagnetic radiation. More accurate models can be achieved if one measures the polarization state instead of intensity. Definition of polarization state by Stokes parameters is given in theoretical part of this thesis. The meaning of polarization measurements is briefly discussed. Different possibilities of making microwave polarization measurements are also introduced.

The polarization measurements in Metsähovi Radio Research Station have been done mostly with rotating phase shifter plates by time sharing method. A four channel 37 GHz correlating polarimeter have been made for real time measurements. Calibration method of correlating polarimeter is described in this thesis.

Time resolution of the measurement system was improved. Time resolution improvement was achieved by integrating and processing unit. How this integrating and processing unit was designed is narrated in this thesis. Integrating and processing unit calculates the first approximation of Stokes parameters. This means that gain variations and phase errors are calibrated.

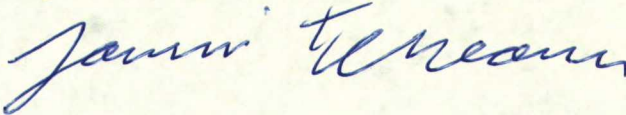
**Keywords:** radio astronomy, polarization, Stokes parameters

## Alkulause

Tämä työ on tehty Metsähovin radiotutkimusasemalla. Työni ohjaajana toimi professori Seppo Urpo, jota kiitän mielenkiintoisesta aiheesta sekä työni aikana saamistani neuvoista ja ehtymättömästä kannustuksesta. Haluan kittää myös koko Metsähovin radiotutkimusaseman henkilökuntaa innostavasta ja erittäin miellyttävästä työilmapiiristä sekä loistavasta yhteishengestä.

Työni valvojana toimi professori Veikko Porra, jota kiitän työni aikana saamistani neuvoista.

Espoossa, 24. 5. 1992

A handwritten signature in blue ink, reading 'Jouni Tervonen', written in a cursive style.

Jouni Tervonen



# Sisällysluettelo

Diplomityön tiivistelmä	i
Abstract	ii
Alkulause	iii
Käytetyt merkit ja lyhenteet	vi
1 Johdanto	1
2 Polarisaation määrittely	3
2.1 Polarisaatioellipsi . . . . .	3
2.2 Polarisaation esittäminen Poincarè'n pallon avulla . . . . .	4
2.3 Osittainen polarisaatio ja Stokesin parametrit . . . . .	6
3 Polarisaatiohavaintojen merkitys radioastronomiassa	9
3.1 Aurinkotutkimus . . . . .	9
3.2 Kvasaaritutkimus . . . . .	10
3.3 Spektriviivatutkimus . . . . .	12
3.3.1 Molekyylipilvien emissioviivat . . . . .	12
3.3.2 Molekyylipilvien absorptioviivat . . . . .	13
4 Mikroaalloilla suoritettavien polarisaatiomittausten toteuttamistapoja	15
4.1 Pyöritettävä syöttö tai vastaanotin . . . . .	15
4.2 Pyöritettävä polarisaatiolevy . . . . .	16
4.3 Korreloiva polarimetri . . . . .	17
4.4 Polarisaatiomittausten toteutustavan valinta . . . . .	19
5 Korreloivan polarimetrin mittausten kalibrointi	20
5.1 Korreloivan polarimetrin vahvistuksien vaihteluiden eliminointi . . .	20
5.2 Ilmakehän ja korreloivan polarimetrin oman kohinan huomioiminen	23
5.3 Instrumenttien aiheuttamien polarisaatiomuutosten kalibrointi . . .	24
6 Integrointi- ja prosessointiyksikön toteutus	26
6.1 Analogia- ja digitaali-osien tehtävien määrittely . . . . .	28

6.2	Analogiaosan toteutus . . . . .	28
6.3	Digitaaliosan toteutus . . . . .	32
6.3.1	Näytteenoton ohjaus . . . . .	34
6.3.2	A/D-muuntimen ja näytteenottopiirien ohjaus . . . . .	35
6.3.3	Digitaaliosien välinen kommunikointi . . . . .	38
6.3.4	Analogia- ja digitaaliannot . . . . .	39
6.4	Integrointi- ja prosessointiyksikön ohjelmoinnin toteutus . . . . .	41
6.4.1	Digitaaliosan 1 ohjelma . . . . .	42
6.4.2	Digitaaliosan 2 ohjelma . . . . .	44
7	Polarisaatiomittausjärjestelmän jatkokehitys	48
8	Yhteenveto	49
	Viitteet	50
	Liite A: Polarisaatiolevyn jälkeinen $y$ -akselin suuntainen tehotiheys polarisaatiolevyn asennon funktiona	52
	Liite B: Vahvistinvaihteluiden kalibrointialgoritmin antama tulos, kun ristikorrelaatiokanavien B ja C vahvistukset ja vaihevirheet poikkeavat toisistaan	56
	Liite C: Horisontti- ja ekvaattorijärjestelmien vertailu ja niiden peruspisteiden eroa kuvaavan parallaktisen kulman ajallinen muuttuminen	59



# Käytetyt merkit ja lyhenteet

$A$	atsimuutti
$a$	elevaatio
$AR$	polarisaatioellipsin akselisuhde
$B$	kaistanleveys
$C$	kapasitanssi
$C_A - C_D$	kanavien A - D kohinadiodista saatavat kalibrointisignaalit
$d$	polarisaatioaste
$d_c$	ympyräpolarisaatioaste
$d_l$	lineaaripolarisaatioaste
$E$	sähkökenttävektori
$E_x$	$x$ -akselin suuntainen sähkökenttä
$E_y$	$y$ -akselin suuntainen sähkökenttä
$E_0$	$x$ - ja $y$ -akseleiden suuntaisten amplitudien resultantti
$\hat{E}_0$	$x$ - ja $y$ -akseleiden suuntaisten tehollisarvojen resultantti
$E_1$	$x$ -akselin suuntaisen sähkökentän amplitudi
$\hat{E}_1$	$x$ -akselin suuntaisen sähkökentän tehollisarvo
$E_2$	$y$ -akselin suuntaisen sähkökentän amplitudi
$\hat{E}_2$	$y$ -akselin suuntaisen sähkökentän tehollisarvo
$\hat{E}_l$	vasenkätisen ympyräpolaroituneen sähkökentän tehollisarvo
$\hat{E}_r$	oikeakätisen ympyräpolaroituneen sähkökentän tehollisarvo
$f(t)$	aikariippuvainen funktio
$G_A - G_D$	kanavien A - D vahvistus
$h$	tuntikulma
$I$	kokonaistehoa kuvaava Stokesin parametri
$I_{obs}$	mitattu kokonaistehoa kuvaava Stokesin parametri
$i$	virta
$k$	Boltzmannin vakio
$M$	Müllerin kalibrointimatriisi
$\begin{smallmatrix} 4 \times 4 \\ P \end{smallmatrix}$	teho
$\begin{smallmatrix} P \\ 4 \times 4 \end{smallmatrix}$	Müllerin kalibrointimatriisin aikariippuvainen osa
$Q$	lineaaripolarisaatioon liittyvä Stokesin parametri
$Q_{obs}$	mitattu lineaaripolarisaatioon liittyvä Stokesin parametri
$R$	resistanssi
$r_{on}$	kytkinresistanssi kytkimen ollessa suljettuna
$S$	tehotiheys
$S_A - S_D$	kanavien A - D astronomiset signaalit
$S_{obs}$	havaittu polarisaatiovektori
$S_s$	astronomisen kohteen todellinen polarisaatiovektori
$S_x$	tehotiheys $x$ -akselin suunnassa
$S_y$	tehotiheys $y$ -akselin suunnassa
$T$	mittausaika
$\begin{smallmatrix} T \\ 4 \times 4 \end{smallmatrix}$	Müllerin kalibrointimatriisin ajasta riippumaton osa



$T_{ij}$	Müllerin kalibrointimatriisiin ajasta riippumattoman osan alkio
$T_n$	kohinalämpötila
$T_r$	vastaanottimen kohinalämpötila
$T_s$	kohteen kohinalämpötila
$T_{sky}$	ilmakehän kohinalämpötila
$T_{sys}$	systeemikohinalämpötila
$t$	aika
$U$	lineaaripolarisaatioon liittyvä Stokesin parametri
$U_{obs}$	mitattu lineaaripolarisaatioon liittyvä Stokesin parametri
$U_A(t) - U_D(t)$	kanavien A – D antojännitteet
$V$	ympyräpolarisaatiota kuvaava Stokesin parametri
$V_{obs}$	mitattu ympyräpolarisaatiota kuvaava Stokesin parametri
$V_-$	operaatiovahvistimen negatiivisen oton jännite
$V_+$	operaatiovahvistimen positiivisen oton jännite
$v_{in}$	ottojännite
$v_{out}$	antojännite
$\mathbf{x}$	$x$ -akselin suuntainen yksikkövektori
$\mathbf{y}$	$y$ -akselin suuntainen yksikkövektori
$Z$	aaltoimpedanssi
$2P_{cal}$	kohinadiodin aiheuttama tehon lisäys
$\alpha$	rektaskensio
$\alpha_B$	korrelaattorille B johtavien haarojen vaihevirhe
$\alpha_C$	korrelaattorille C johtavien haarojen vaihevirhe
$\beta$	etenemiskerroin
$\gamma$	$x$ - ja $y$ -akseleiden suuntaisten amplitudien resultantin ja $x$ -akselin välinen kulma
$\delta$	$y$ - ja $x$ -akselien suuntaisten sähkökenttien välinen vaihe-ero
$\delta'$	vasenkätisesti ja oikeakätisesti ympyräpolaroituneiden sähkökenttien välinen vaihe-ero
$\delta$	dekлинаatio (liitteessä C)
$\epsilon$	elliptisyyskulma
$\Theta$	tähtiaika
$\theta$	polarisaatiolevyn nopean komponentin suunnan ja $x$ -akselin välinen kulma
$\lambda$	aallonpituus
$\rho$	parallaktinen kulma
$\rho_c$	lineaaripolarisaatioaste prosenteissa ilmaistuna
$\tau$	polarisaatiokulma
$\Upsilon$	kevättasauspiste
$\phi$	polarisaatiolevyn nopean ja hitaan komponentin välille syntyvä vaihe-ero
$\varphi$	taivaannavan korkeus
$\omega$	kulmanopeus
$\omega_p$	polarisaatiolevyn kulmanopeus
BUFFALO	monitorointi/ohjelmankehitys ohjelma (Bit User Fast Friendly Aid to Logical Operations)



DMA	(Direct Memory Access)
I.R.E	Institute of Radio Engineers
NS	kohinadiodi (Noise Source)
OMT	Polarisaatioerotin (Orthogonal Mode Transducer)
PRU	(Port Replacement Unit)



# 1 Johdanto

Radioastronomiset mittaukset voidaan jakaa kahteen luokkaan: kontinuumi- ja spektriviivamittauksiin. Kontinuumimittauksissa tutkitaan säteilyn intensiteetin muutoksia leveällä taajuuskaistalla. Spektriviivamittauksissa on käytössä useita kaapeakaistaisia ilmaisimia, jolloin saadaan selville myös kohteen liike spektriviivan dopplersiirtymän avulla, sekä spektrin muodosta pystytään saamaan tietoa magneettikentän voimakkuudesta [1]. Kummankin luokan mittaustuloksiin sovitettuja astrofysikaalisia malleja pystytään parantamaan, jos käytettävissä on tieto myös polarisaatiotilasta. Nykyisenä trendinä radioastronomiassa on pyrkimys mitata intensiteetin lisäksi polarisaatiotila, joka esitetään luvussa 2 esiteltävien Stokesin parametrien avulla.

Luku 3 käsittelee polarisaatiomittausten merkitystä jaoteltuina Metsähovin radio-tutkimusasemalla tehtävien tutkimusalojen mukaan. Mikroaaltoalueen polarisaatiomittausten mahdollisia toteuttamistapoja esitellään luvussa 4.

Tämän työn yhteydessä tehty polarisaatiomittausjärjestelmän kehittäminen on syntynyt tarpeesta pystyä tekemään polarisaatiohavaintoja nopeista auringonpurkauksista yhden millisekunnin aikaresoluutiolla. Aurinkomittauksia varten on Metsähovissa suunniteltu ja toteutettu 37 GHz korreloiva polarimetri [2]. Luvussa 5 on käsitelty kyseisellä korreloivalla polarimetrillä suoritettavien polarisaatiomittausten kalibrointia. Luvussa 5 esitettävä vahvistinvaihteluiden kalibrointialgoritmi on kirjoittajan kehittämä. Kalibrointialgoritmin lähtökohtana on ollut viitteen [3] hieman toisella tavoin toteutetun korreloivan polarimetrin vahvistusvaihteluiden eliminointimenetelmä. Viitteen [3] mukaisesta korreloivasta polarimetristä saadaan Stokesin parametrit  $I$  ja  $Q$  toisin kuin Metsähovissa toteutetusta 37 GHz korreloivasta polarimetristä. Myöskin ristikorrelaatiokanavien kalibrointialgoritmiä on muutettu niin, että siinä otetaan paremmin huomioon ristikorrelaatiokanavien vaihevirheet.

Koska Metsähovissa nykyisin käytössä olevia integrointiyksiköitä ei ole suunniteltu yhden millisekunnin integraatiota varten, on tässä työssä suunniteltu ja toteutettu uusi integrointiyksikkö. Jottei lisääntynyt datamäärä liikaa kuormittaisi Metsähovin MicroVAX II -mittaustietokonetta on tämän työn yhteydessä toteutettu lisäksi digitaaliosa, joka laskee Stokesin parametrien alkuarvot. Tätä integroinnin suorittavan analogiaosan ja digitaaliosan muodostamaa kokonaisuutta kutsutaan vastedes integrointi- ja prosessointiyksiköksi ja luvussa 6 esitetään tämän yksikön suunnittelu ja toteutus. Integrointi- ja prosessointiyksikön suunnittelu ja toteutus ohjelmiseen on kirjoittajan itsenäisen työskentelyn tulosta. MicroVAX II -tietokoneen mittaushjelmiin on myös tarvittu muutoksia, koska integrointi- ja prosessointiyksikkö ja MicroVAX II -tietokoneen välinen tiedonsiirto poikkeaa aikaisemmasta käytännöstä. Aiemmin on siirretty yhden 16 bitin sanan sisältäviä 'paketteja', mutta uuden ohjelman pakettikoko määräytyy integrointi- ja prosessointiyksikön välivarastointiin käytetyn muistin määrästä. Kirjoittaja on osallistunut MicroVAX



II -tietokoneen ja integrointi- ja prosessointiyksikön välisen tiedonsiirron suunnitteluun, mutta ei varsinaisten MicroVAX II -tietokoneen testiohjelmien laatimiseen tai mittausohjelmien päivitykseen.

## 2 Polarisaation määrittely

### 2.1 Polarisaatioellipsi

Kun sähkömagneettisen aallon sähkökenttävektori värähtelee vain yhdessä suunnassa, on aalto *lineaarisesti polaroitunut*. Tarkastellaan positiivisen  $z$ -akselin suuntaan etenevän sähkömagneettisen aallon polarisaatiota. Sähkökenttävektori  $\mathbf{E}$  voidaan kuvan 2-1 mukaisesti jakaa  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisiin lineaarisesti polaroituneisiin komponentteihin seuraavasti:

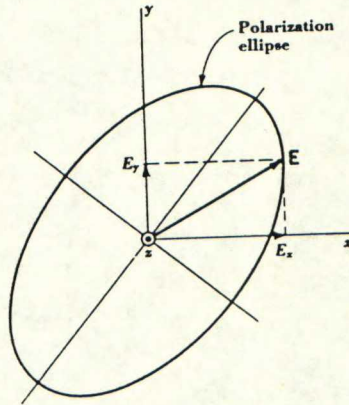
$$E_x = E_1 \sin(\omega t - \beta z) \quad (2-1)$$

$$E_y = E_2 \sin(\omega t - \beta z + \delta), \quad (2-2)$$

missä  $E_1$  ja  $E_2$  ovat  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisten sähkökenttien amplitudit,  $\delta$  on  $E_y$ :n ja  $E_x$ :n välinen vaihe-ero ja  $\beta$  on etenemiskerroin. Sähkökenttävektori on näiden vektoreiden summa

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= E_x \mathbf{x} + E_y \mathbf{y} \\ &= E_1 \sin(\omega t - \beta z) \mathbf{x} + E_2 \sin(\omega t - \beta z + \delta) \mathbf{y}, \end{aligned} \quad (2-3)$$

missä  $\mathbf{x}$  ja  $\mathbf{y}$  ovat  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaiset yksikkövektorit.



Kuva 2-1. Hetkellisen sähkökenttävektorin  $\mathbf{E}$  ja polarisaatioellipsin yhteys [4].

Tarkastellaan tilannetta, kun  $z = 0$ . Yhtälö 2-2 voidaan kirjoittaa muotoon

$$\frac{E_y}{E_2} = \sin \omega t \cos \delta + \cos \omega t \sin \delta. \quad (2-4)$$



Yhtälöstä 2-1 saadaan ratkaistuksi

$$\sin \omega t = \frac{E_x}{E_1} \quad (2-5)$$

$$\cos \omega t = \sqrt{1 - \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2}. \quad (2-6)$$

Eliminoidaan aikariippuvuus sijoittamalla yhtälöt 2-5 ja 2-6 yhtälöön 2-4 ja muokkaamalla yhtälö uuteen järjestykseen saadaan

$$aE_x^2 - bE_xE_y + cE_y^2 = 1, \quad (2-7)$$

$$\begin{aligned} \text{missä } a &= 1/E_1^2 \sin^2 \delta \\ b &= 2 \cos \delta / E_1 E_2 \sin^2 \delta \\ c &= 1/E_2^2 \sin^2 \delta. \end{aligned}$$

Yhtälö 2-7 on ellipsin yhtälö. Kyseisen ellipsin akselit eivät välttämättä ole  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisia. Syntynyt ellipsi voidaan ajatella muodostuvan tietyssä paikassa sähkökenttävektorin kärjen ajan funktiona piirtämästä käyrästä. Tätä ellipsiä kutsutaan polarisaatioellipsiksi, joten sähkömagneettinen aalto on yleisessä tapauksessa *elliptisesti polaroitunut*. Kun  $\sin \delta = 0$ , esittää yhtälö 2-7 suoraa, jonka kulmakerroin on  $\pm E_1/E_2$ , jolloin on kyseessä lineaaripolarisaatio, joka on kulmassa  $\tan(\pm E_1/E_2)$   $x$ -akselin suhteen. Kun  $E_1 = E_2$  ja  $\delta = \pm 90^\circ$ , on yhtälö 2-7 ympyrän yhtälö, jolloin kyseessä on luonnollisesti *ympyräpolarisaatio*. Kun  $\delta = +90^\circ$ , sanotaan aallon olevan *vasenkätisesti* ympyräpolaroitunut, ja kun  $\delta = -90^\circ$ , on kyseessä *oikeakätinen* ympyräpolarisaatio [4].

Tutkitaan ympyräpolaroitunutta aaltoa, jonka  $\delta = +90^\circ$ , paikassa  $z = 0$ . Hetkellä  $t = 0$  on  $E_x = 0$  ja  $E_y = E_1$ . Jonkin ajan kuluttua, kun  $\omega t = 90^\circ$ , on  $E_x = E_1$  ja  $E_y = 0$ . Katsoessamme positiivisen  $z$ -akselin suunnasta eli katsoessamme lähestyvää aaltoa sähkökenttävektori pyörii myötäpäivään. Tämä on I.R.E:n määritelmän mukaan vasenkätistä polarisaatiota. Tässä työssä tullaan käyttämään näitä ympyräpolarisaation kätisyyden määritelmiä, jotka ovat päinvastaisia kuin optiikan ja optisen tähtitieteen käyttämät määritelmät.

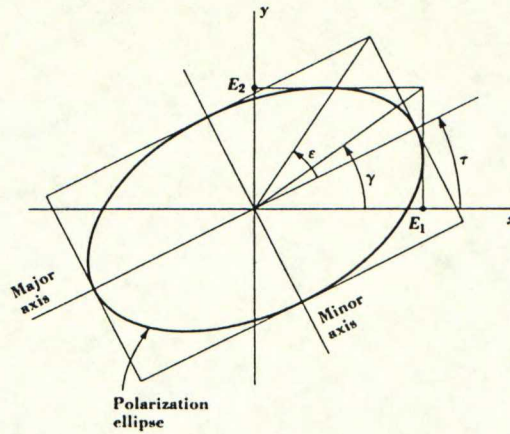
## 2.2 Polarisaation esittäminen Poincarè'n pallon avulla

Yleinen elliptinen polarisaatio kuvataan kuten edellä kaavoilla 2-1 ja 2-2 paikassa, jossa  $z = 0$

$$E_x = E_1 \sin(\omega t) \quad (2-8)$$

$$E_y = E_2 \sin(\omega t + \delta), \quad -180^\circ \leq \delta \leq 180^\circ. \quad (2-9)$$





Kuva 2-2. Amplitudien  $E_1$  ja  $E_2$  sekä kulmien  $\tau$ ,  $\gamma$  ja  $\epsilon$  yhteys polarisaatioellipsiin. [4]

Kuvasta 2-2 nähdään amplitudin suhteen ja  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisten amplitudien resultantin ja  $x$ -akselin välisen kulman  $\gamma$  välinen yhteys

$$\frac{E_2}{E_1} = \tan \gamma, \quad 0^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ. \quad (2-10)$$

Polarisaatio voidaan määrittellä siten kulman  $\gamma$  ja vaihe-eron  $\delta$  avulla.

Polarisaation määrittelyssä pystytään käyttämään vaihtoehtoisesti polarisaatiokulmaa  $\tau$  ja elliptisyyskulmaa  $\epsilon$ . Polarisaatiokulma on polarisaatioellipsin isoakselin ja  $x$ -akselin välinen kulma, joka voi saada arvot väliltä  $0^\circ - 180^\circ$ . Elliptisyyskulma kertoo polarisaatioellipsien akselisuhteen  $AR$  seuraavasti

$$\tan \epsilon = \pm AR, \quad -45^\circ \leq \epsilon \leq 45^\circ, \quad (2-11)$$

missä  $AR = \frac{\text{pikkuakseli}}{\text{isoakseli}}$ ,  $0 \leq AR \leq 1$ , ja missä miinusmerkkiä käytetään oikeakätisestä elliptisestä polarisaatiosta ja plusmerkkiä käytetään vasenkätisestä elliptisestä polarisaatiosta.

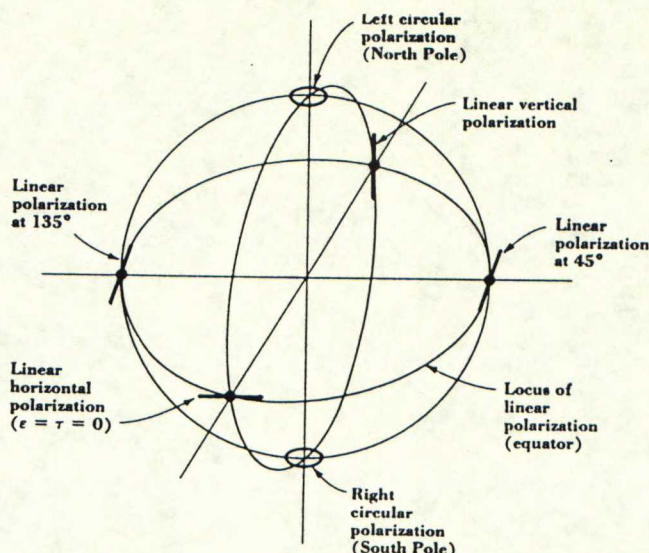
Polarisaatiotilaa voidaan havainnollistaa Poincaré'n pallon avulla, jonka leveysasteina  $2\epsilon$  ja pituusasteina  $2\tau$ . Yllä määritellyillä kulmilla ja vaihe-erolla on pallon pinnan geometriasta johtuvat yhteydet [4]

$$\tan 2\tau = \tan 2\gamma \cos \delta \quad (2-12)$$

$$\sin 2\epsilon = \sin 2\gamma \sin \delta. \quad (2-13)$$

Lineaarisesti polaroiduilla aalloilla  $\sin \delta = 0$  eli  $\delta$  on  $0^\circ$  tai  $\pm 180^\circ$ , joten yhtälön 2-13 mukaan  $2\epsilon = 0$ , eli lineaarisesti polaroidut aallot sijaitsevat Poincaré'n pallon päiväntasaajalla. Vastaavasti ympyräpolaroiduilla aalloilla  $2\epsilon = \pm 90^\circ$ , joten ne sijaitsevat navoilla. Pohjoinen pallonpuoli sisältää vasenkätiset polarisaatiot, ja eteläinen





Kuva 2-3. Polarisaation erityiskohdat Poincarè'n pallolla [4].

pallonpuoli käsittää oikeakätiset polarisaatiot. Koordinaatisto valitaan normaalisti niin, että  $x$ -akseli on horisontin suuntainen, joten pisteessä  $\tau = \epsilon = 0$  on kyseessä *horisontaalinen* lineaaripolaroitunut aalto. Vastapäisessä pisteessä  $\tau = 90^\circ$ ,  $\epsilon = 0$  on *vertikaalinen* lineaaripolaroitunut aalto.

## 2.3 Osittainen polarisaatio ja Stokesin parametrit

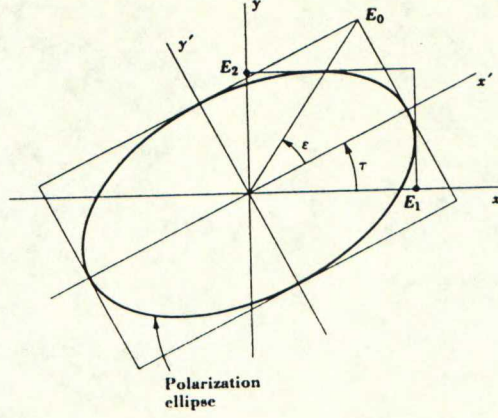
Edelliset kappaleet käsitelivät *täydellisesti* polaroitua aaltoa, jossa  $E_1$ ,  $E_2$  ja  $\delta$  olivat vakioita. Kun useita erilaista polarisaatiota lähettäviä toisistaan riippumattomia prosesseja superpositioperiaatteen mukaisesti summataan yhteen, ei asia enää ole näin. Kun  $E_1$ ,  $E_2$  ja  $\delta$  ovat täysin satunnaisia, kutsutaan aaltoa *polaroimattomaksi*. Todelliset prosessit voivat koostua näistä molemmista. Polaroituneen komponentin osuutta koko säteilystä kutsutaan polarisaatioasteeksi. Radioastronomisissa havainnoissa polarisaatioaste on useimmiten hyvin pieni, mutta saattaa joissakin tapauksissa nousta hyvinkin merkittäväksi kuten luvussa 3.1 tullaan huomaamaan.

Osittaista polarisaatiota ei pystytä täysin esittämään polarisaatioellipsin tai Poincarè'n pallon avulla. Osittainen polarisaatio esitetään tavallisesti *Stokesin parametrien* avulla. Jotta pystyisimme paremmin hahmottamaan Stokesin parametrien fysikaalisen merkityksen, tutkitaan aluksi kuvan 2-4 mukaista täydellisesti polaroitunutta aaltoa. Polarisaatioellipsin akseleiden mukaisessa koordinaatistossa voidaan sähkökenttävektorin komponentit kirjoittaa seuraavasti

$$E'_x = E_0 \sin \omega t \cos \epsilon \quad (2-14)$$

$$E'_y = E_0 \cos \omega t \sin \epsilon, \quad (2-15)$$





Kuva 2-4. Polarisaatioellipsin aksleiden mukainen koordinaatisto ja tarkkailijan koordinaatisto [4].

missä  $E_0$  on  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisten amplitudien resultantti. Koordinaatistojen muunnos voidaan esittää seuraavasti

$$E_x = E'_x \cos \tau - E'_y \sin \tau \quad (2-16)$$

$$E_y = E'_x \sin \tau + E'_y \cos \tau, \quad (2-17)$$

mistä seuraa

$$E_x = E_0(\cos \tau \sin \omega t \cos \epsilon - \sin \tau \cos \omega t \sin \epsilon) \quad (2-18)$$

$$E_y = E_0(\sin \tau \sin \omega t \cos \epsilon + \cos \tau \cos \omega t \sin \epsilon). \quad (2-19)$$

Merkitemällä kaavojen 2-8 ja 2-18 sekä kaavojen 2-9 ja 2-19  $\sin \omega t$  ja  $\cos \omega t$  termit yhtä suuriksi saadaan neljä yhtälöä, joista neliöinnillä ja yhteenlaskulla saadaan ratkaistuksi

$$E_1^2 = E_0^2(\cos^2 \epsilon \cos^2 \tau + \sin^2 \epsilon \sin^2 \tau) \quad (2-20)$$

$$E_2^2 = E_0^2(\cos^2 \epsilon \sin^2 \tau + \sin^2 \epsilon \cos^2 \tau). \quad (2-21)$$

Säteilyn tehotiheyttä kuvaava Poyntingin vektori  $S$  on

$$S = S_x + S_y = \frac{\hat{E}_1^2 + \hat{E}_2^2}{Z} = \frac{\hat{E}_0^2}{Z}, \quad (2-22)$$

missä  $S_x$  ja  $S_y$  ovat  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaiset Poyntingin vektorit sekä  $\hat{E}_0$ ,  $\hat{E}_1$  ja  $\hat{E}_2$  ovat tehollisarvoja sekä  $Z$  on aaltoimpedanssi. Stokesin parametrit  $I$ ,  $Q$ ,  $U$  ja  $V$  määritellään seuraavasti:

$$I = S = \frac{\hat{E}_1^2}{Z} + \frac{\hat{E}_2^2}{Z} \quad (2-23)$$

$$Q = S \cos 2\epsilon \cos 2\tau = \frac{\hat{E}_1^2}{Z} - \frac{\hat{E}_2^2}{Z} \quad (2-24)$$

$$U = S \cos 2\epsilon \sin 2\tau = 2 \frac{\hat{E}_1 \hat{E}_2}{Z} \cos \delta \quad (2-25)$$

$$V = S \sin 2\epsilon = 2 \frac{\hat{E}_1 \hat{E}_2}{Z} \sin \delta. \quad (2-26)$$



Vertaamalla Stokesin parametrejä Poincarè'n paloon huomataan, että  $V$  kuvaa ympyräpolarisaation osuutta, ja  $Q$ :n ja  $I$ :n avulla saadaan selville lineaaripolarisaation osuus ja polarisaatiokulma.

Kun kyseessä ei ole täysin polaroitunut aalto muuttuvat yhtälöt 2-8 ja 2-9 muotoon

$$E_x = E_1(t) \sin \omega t \quad (2-27)$$

$$E_y = E_2(t) \sin[\omega t + \delta(t)]. \quad (2-28)$$

Näiden lineaaripolaroituneiden tai ympyräpolaroituneiden komponenttien avulla saadaan Stokesin parametrit seuraavasti

$$I = \frac{\langle \hat{E}_1^2 \rangle}{Z} + \frac{\langle \hat{E}_2^2 \rangle}{Z} = \frac{\langle \hat{E}_l^2 \rangle}{Z} + \frac{\langle \hat{E}_r^2 \rangle}{Z} \quad (2-29)$$

$$Q = \frac{\langle \hat{E}_1^2 \rangle}{Z} - \frac{\langle \hat{E}_2^2 \rangle}{Z} = \frac{2 \langle \hat{E}_r \hat{E}_l \cos \delta' \rangle}{Z} \quad (2-30)$$

$$U = 2 \frac{\langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos \delta \rangle}{Z} = \frac{2 \langle \hat{E}_r \hat{E}_l \sin \delta' \rangle}{Z} \quad (2-31)$$

$$V = 2 \frac{\langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin \delta \rangle}{Z} = \frac{\langle \hat{E}_l^2 \rangle}{Z} - \frac{\langle \hat{E}_r^2 \rangle}{Z}, \quad (2-32)$$

joissa  $\hat{E}_r$  ja  $\hat{E}_l$  ovat oikeakätisesti ja vasenkätisesti ympyräpolaroituneiden sähkökenttien tehollisarvot,  $\delta'$  on vasenkätisesti ja oikeakätisesti ympyräpolaroituneiden sähkökenttien välinen vaihe-ero, ja missä esitys  $\langle f(t) \rangle$  tarkoittaa funktion  $f(t)$  aikakeskiarvoa

$$\langle f(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt.$$

Polarisaatioaste  $d$  kuvaa polaroituneen osan suhdetta säteilyn kokonaistehoon verrattuna

$$d = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}}{I}. \quad (2-33)$$

Ympyräpolarisaatioaste  $d_c$  on ympyräpolaroituneen osan suhde kokonaistehoon

$$d_c = \frac{V}{I}. \quad (2-34)$$

Lineaaripolarisaatioaste  $d_l$  on vastaavasti lineaarisesti polaroituneen osan suhde kokonaistehoon

$$d_l = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2}}{I}. \quad (2-35)$$

Polarisaatiokulmalle saadaan yhtälö

$$\tau = \frac{1}{2} \arctan \frac{U}{Q}. \quad (2-36)$$



### 3 Polarisaatiohavaintojen merkitys radioastronomiassa

#### 3.1 Aurinkotutkimus

Rauhallisen auringon säteily on polaroimatonta termistä säteilyä, mutta auringon mikroaaltopurkauksien on jo 1950-luvulta asti tiedetty olevan pääasiassa ympyräpolaroituneita. Muutamia havaintoja heikosta lineaaripolarisaatiosta on tehty, mutta ne pystytään selittämään mittauskohinasta johtuviksi virheiksi. Mikroaaltopurkauksien syntymekanismi on lievästi relativististen elektronien gyrosynkrotronisäteilyä. Polarisaatiomittauksista useilla taajuuksilla saadaan tietoa seuraavista parametreista: magneettikentän voimakkuudesta, plasman tiheydestä sekä elektronien ja optisen tiheyden spektreistä [5].

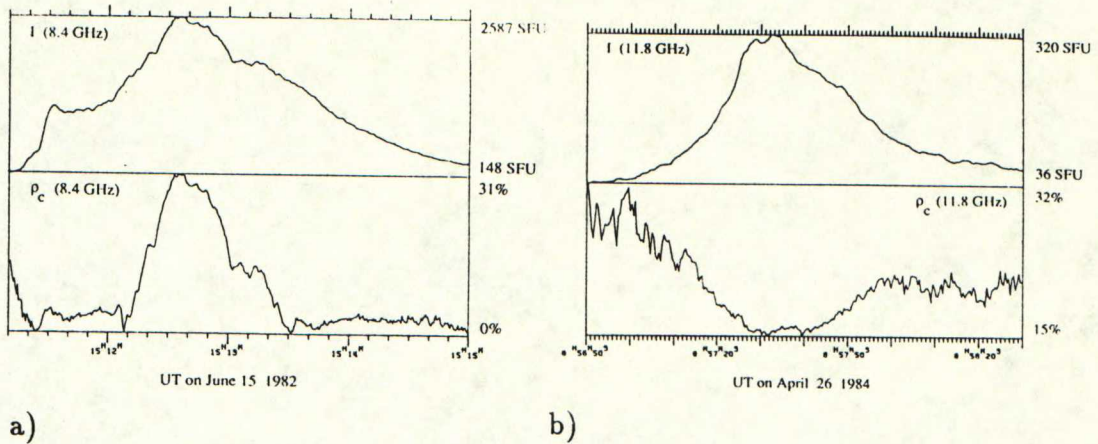
Bruggmann ja Magun [5] eivät löytäneet mikroaaltopurkausten polarisaatioprofileille tyypillistä käyttäytymistä, vaikka he tutkivat vain purkauksia, joiden kokonaistehoprofililit olivat yksinkertaisia. Taulukossa 3-1 on lueteltu erilaisten ta-

Taulukko 3-1. Ympyräpolarisaatioasteen ajallinen käyttäytyminen mikroaaltopurkauksen kokonaistehon eri vaiheissa [5].

	Rising phase		Flux maximum		Decay phase	
$\rho_c = 0$	59	23%	75	28%	68	26%
Constant	16	6%	41	15%	33	13%
Rising $\rho_c$	49	19%	28	11%	24	9%
Falling	84	32%	35	13%	54	20%
Minimum	37	14%	24	9%	62	23%
Maximum	5	2%	54	20%	6	2%
Complex	12	5%	8	3%	17	6%
Total	262	100%	265	100%	264	100%

pahtumien määrät ja prosenttiosuudet. Taulukon sarakkeina ovat kokonaistehon profiilin eri vaiheet: ensimmäisenä on nouseva reuna  $0,1I_{max} \leq I \leq 0,8I_{max}$ , toisena maksimin alue  $I \geq 0,8I_{max}$  ja kolmantena laskeva reuna  $0,8I_{max} \geq I \geq 0,1I_{max}$ . Taulukon ensimmäisellä rivillä on polaroimattomat tapaukset. Toisella rivillä on tapaukset, joiden polarisaatioaste ei tapahtunut muutoksia. Seuraavina ovat tapaukset, joissa ympyräpolarisaatioaste koko purkauksen vaiheen ajan laski tai nousi. Sen jälkeen on tapaukset, joissa oli sekä nousu että lasku, ja lopuksi tapaukset, jotka olivat vielä mutkikkaampia. Kuvassa 3-1 on esimerkkinä tapaukset, joissa kokonaistehon maksimin kohdalle osui joko ympyräpolarisaatioasteen maksimi a) tai minimi b). Polarisaatioaste on tässä ilmaistu prosentteina  $\rho_c = 100d_c\%$ . Auringon mikroaaltopurkausten ympyräpolarisaatioaste voi olla jopa 100 %, ja polaroimattomat





Kuva 3-1. Esimerkkejä auringon mikroaaltopurkausten kokonais-  
tehon ja polarisaatioasteen profileista [5].

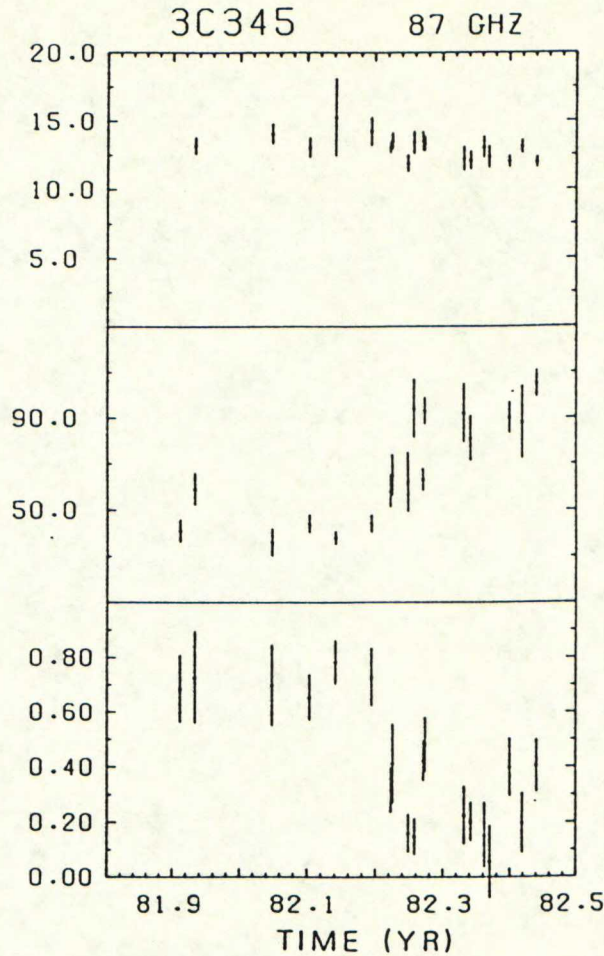
tapaukset yleensä selitetään säteilevän alueen epähomogeenisuudella.

### 3.2 Kvasaaritutkimus

Kvasaaria voidaan pitää jonkinlaisena extragalaktisten kompaktien säteilylähteiden yleisnimenä. Nimi kvasaari tulee englanninkielisestä termistä quasi-stellar object, joka tarkoittaa tähtimäistä kohdetta. Valokuvauslevyillä kvasaarit näkyvät vain yhtenä pisteenä kuten yksittäiset tähdet. Kvasaarien kulmaläpimitta on huomattavasti pienempi kuin minkään yksittäisen radioteleskoopin keilanleveys. Tässä yhteydessä käytetään sanaa kvasaari yleisessä merkityksessä eikä kyseisten kohteiden tarkempaan määrittelyyn kuuluvana. Kvasaarien säteily on erittäin nopeiden relativististen elektronien aiheuttamaa synkrotronisäteilyä. Yhden elektronin synkrotronisäteily on elliptisesti polaroitunutta, mutta useiden elektronien emittoima säteily on osittain lineaarisesti polaroitunutta. Lineaaripolarisaatioaste on noin 10 % ja polarisaation suunta on magneettikentän suuntaista [1].

Interferometriaan perustuvissa millikaarisekuntien kulmaerotuskyvyn kuvissa kvasaareista on havaittu niistä lähtevän suihkuja, jotka ovat magneettikenttien suuntaisia tai magneettikenttiin nähden kohtisuoraan. Koska näiden suihkujen magneettikenttien käyttäytyminen ei näytä olevan riippuvainen koko säteilyalueen koosta, voidaan lineaaripolarisaation käyttäytymistä Bravainisin ja Predmoren mukaan pitää epäsuorana todisteena myös siitä, että heidän tutkimillaan kohteilla on samanlainen suihkurakenne [6]. Parhaiten se käy ilmi kuvan 3-2 kohteesta 3C 345, jonka polarisaation ajallinen käyttäytyminen vastaa joidenkin radiogalaksojen paikasta riippuvaa polarisaation muutosta. Lähellä ydintä on radiogalaksojen polarisaatioaste





Kuva 3-2. Kvasaarin 3C 345 purkauksen jälkeinen ajallinen muutos. Ylinnä kokonaisteho, keskellä polarisaatiokulma ja alinna lineaaripolaroitunut osuus [6].

suuri ja magneettikenttä jotakuinkin suihkun suuntainen. Välissä olevassa alueessa magnettikentän suunta muttuu ja polarisaatioaste on pieni. Kaukana ytimeistä polarisaatioaste jälleen nousee ja magneettikenttä on suihkua vastaan kohtisuorassa. Kuvassa 3-2 nähtävä kohteen 3C 345 ajallinen käyttäytyminen on lähes vastaavaa. Asia voidaan selittää siten, että myös tällä kohteella on suihkurakenne. Säteilevä alue liikkuu suihkun suunnassa aiheuttaen polarisaation ajallisen käyttäytymisen. Lineaaripolarisaatioasteella on vastaavuus varsin hyvä, mutta ensimmäisten mitausten aikainen noin  $50^\circ$  polarisaatiokulma ei juurikaan tähän analogiaan sovi.

Myöskin Aller *et al.* päättelivät useilla taajuuksilla suorittamiensa lineaaripolarisaation mittauksillaan 97 eri kohteesta useimpien kohteiden polarisaatiokulman ajallisen käyttäytymisen viittaavan suihkumaisen rakenteen olemassaoloon [7].



### 3.3 Spektreviivatutkimus

Metsähovin radiotutkimusasemalla tehtävä spektreviivatutkimus on keskittynyt tähtienvälisen aineen molekyylipilvien tutkimiseen. Siksi tässä työssä keskitytään spektreviivojen yhteydessä ainoastaan molekyylipilvien spektreviivoihin.

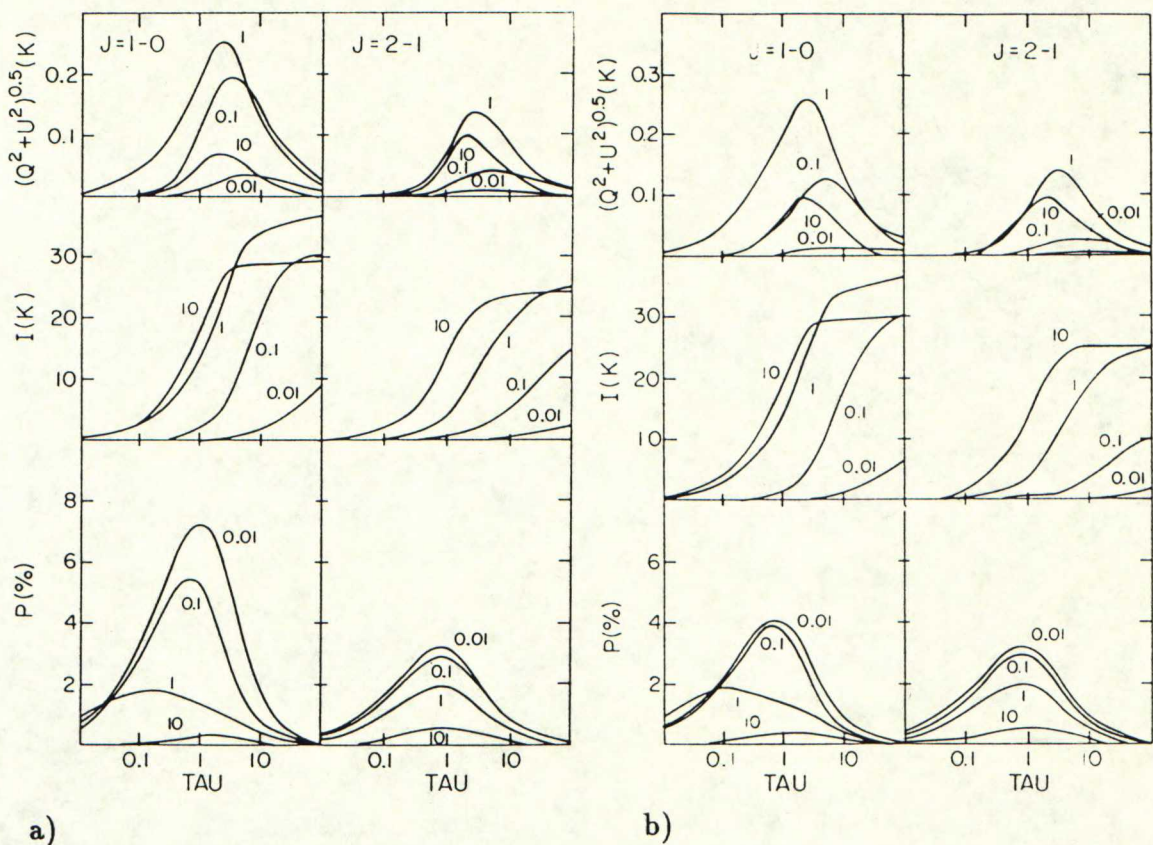
#### 3.3.1 Molekyylipilvien emissioviivat

Molekyylipilvien emittoimat spektreviivat ovat lineaarisesti polaroituneita, jos säteilykenttä emittoivan alueen sisällä on anisotrooppinen. Anisotrooppinen kenttä voi johtua joko jonkun läheisen tähden säteilystä tai siitä, ettei emittoivan alueen optinen tiheys ole sama kaikkiin suuntiin. Optisen tiheyden anisotropia voi johtua molekyylipilven äärellisestä koosta tai pilven sisäisistä nopeusgradien-teista. Radiotaajuisilla molekyyliviivoilla magneettikentästä johtuvan Zeeman ilmiön, joka aiheuttaa spektreviivan jakaantumisen useiksi viivoiksi, aiheuttama spektreviivan leveneminen on normaalisti suurempaa kuin pilven nopeusjakaumasta johtuva luonnollinen spektreviivan leveys. Tällöin havaitun lineaaripolarisaation suuntaa voidaan pitää molekyylipilven sisäisen magneettikentän suunnan ilmaisimena. Lineaaripolarisaatioaste saattaa tällöin nousta 10 % - 20 % [8].

Kuva 3-3 on viitteestä [8], jossa on laskettu hiilimonoksidin ja hiilisulfidin intensiteetti ja lineaaripolarisaatioaste optisen tiheyden funktiona molekyylitörmäysparametrin eri arvoilla kahdella alimmalla molekyylitransitiolla. Törmäysparametri on törmäysten aiheuttamien viritystilojen syntytodennäköisyyden ja viritysten purkautumisen eli emission todennäköisyyden suhde. Laskuissa on käytetty kaksiulotteista mallia, jossa magneettikenttä on symmetria-akselin suuntainen ja pilvi laajenee vakionopeudella. Kuvasta 3-3 havaitaan, että suurin lineaaripolarisaatioaste on silloin, kun optinen tiheys on yksi. Merkittävämpi havainto sen sijaan on, että lineaaripolarisaatioasteen maksimi saadaan törmäysparametrin arvolla 0,01, jolloin kuitenkin kaikki Stokesin parametrit ovat pienimpiä, jolloin mittaustarkkuus taas on huonoimmillaan.

Todellisissa mittauksissa ei ole havaittu niin suuria lineaaripolarisaatioasteita kuin teoreettiset laskut osoittavat. Yhdellä antennilla suoritettavissa mittauksissa keulanleveys on niin suuri, etteivät magneettikenttä ja pilven sisäinen nopeusjakauma ole vakioita keulan sisällä, mikä aiheuttaa havaitun polarisaation pienenemistä.





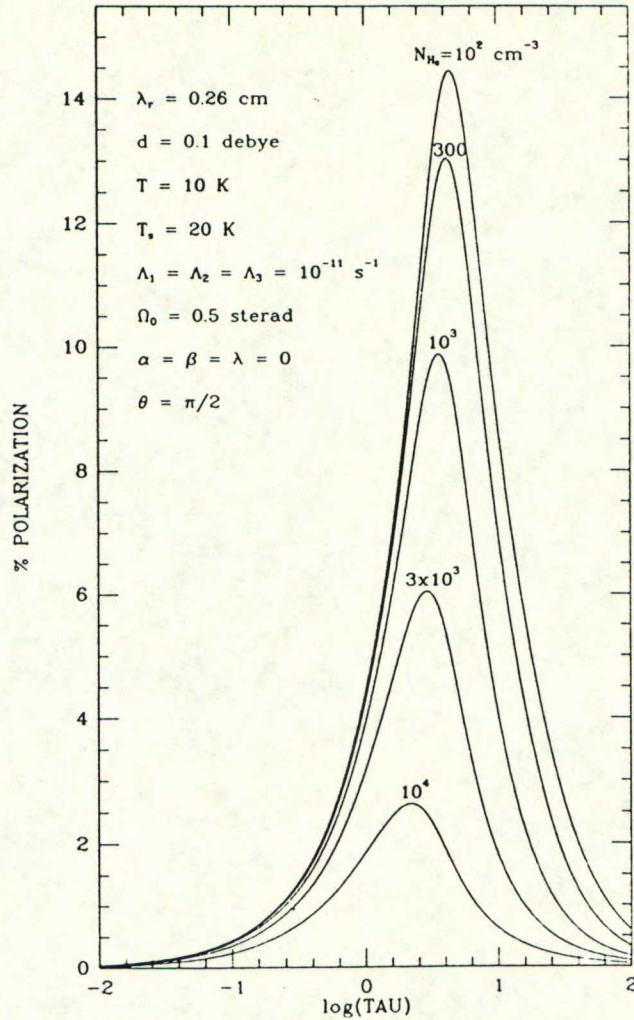
Kuva 3-3. Teoreettiset kaksiulotteisella mallilla suoritettut laskut lineaaripolarisaation määrälle optisen tiheyden TAU funktiona eri törmäysparametrin arvoilla a) CO molekyylin transitoilla J=1-0 ja J=2-1 b) CS molekyylin transitoilla J=1-0 ja J=2-1 [8].

### 3.3.2 Molekyylipilvien absorptioviivat

Molekyylipilvien absorptioviivat voivat olla joko lineaaripolaroituneita tai ympyräpolaroituneita. Kuten emissioviivoissakin sekä lineaaripolarisaatio että ympyräpolarisaatio riippuvat näkösäteen suuntaisesta optisesta tiheydestä, läheisen radiosäteilijän aiheuttamasta säteilykentän anisotropiasta ja pilven sisäisen magneettikentän suunnasta. Lisäksi ympyräpolarisaatio on riippuvainen taustalla olevan kontinuumisäteilyn lineaaripolarisaatioasteesta ja pilven sisäisen magneettikentän ja taustasäteilyn lineaarikomponentin välisestä kulmasta. Ympyräpolarisaatioaste on luokkaa  $P_1 P_2$ , jossa  $P_1$  on taustasäteilyn lineaaripolarisaatioaste ja  $P_2$  on lineaaripolarisaatioaste, joka syntyy molekyylipilvessä, jos taustasäteily olisi polarisointia [9].

Vuitten [10] mukaan absorptioviivat ovat yleensä emissioviivoja todennäköisempiä kohteita, joissa havaitaan lineaarista polarisaatiota, koska absorptioviivoihin liittyy





Kuva 3-4. H II alueen CO molekyylin transition J=1-0 absorptioviivan teoreettinen lineaaripolarisaatioaste [10].

aina taustasäteilyä, joka saattaa aiheuttaa optisen tiheyden anisotropiaa vaikka molekyyli pilven nopeusjakauma olisikin isotroopinen. Jos taustasäteilyn ja absorptio-keskuksen välinen etäisyys on pieni, on optisen tiheyden anisotropia suuri ja lineaaripolarisaatioaste on useita prosentteja. Absorptioviivojen vaatima taustasäteily voi aiheutua myös molekyyli pilvestä itsestään, kuten kuvassa 3-4, jossa on viitteen [9] esimerkki pääasiassa atomaarista vetyä sisältävän H II alueen hiilimonoksidin CO alimpien viritystilojen J=1-0 transition absorptioviivan lineaaripolarisaatioaste optisen tiheyden funktiona eri vedyn tiheyksillä laskettuna.



## 4 Mikroaalloilla suoritettavien polarisaatiomittausten toteuttamistapoja

Mikroaalloilla toimivissa radiometreissä on yleensä suorakaiteen muotoisia aaltoputkia, joissa etenee vain aaltoputken lyhyemmän sivun suuntainen lineaaripolaroitunut aalto. Signaalin ilmaisu toteutetaan diodi-ilmaisimilla, joiden antama jännite on verrannollinen tehotiheyteen  $S$ . Yksikanavainen lineaaripolarisaatiota vastaanottava radiometri sopii sellaisenaan vain täysin polaroimattoman tai ympyräpolarisaation intensiteetin tutkimiseen.

### 4.1 Pyöritettävä syöttö tai vastaanotin

Yksikanavaisella radiometrillä pystytään mittaamaan lineaaripolaroituneita kohteita melko suoraviivaisesti pyörittämällä syöttöä. Viitteen [11] mukaisesti saadaan kokonaisteho ja lineaaripolaroitunut osa selville kolmella intensiteetin mittauksella seuraavasti

$$I = I(0^\circ) + I(90^\circ) \quad (4-1)$$

$$Q = I(0^\circ) - I(90^\circ) \quad (4-2)$$

$$U = I(45^\circ) - I(135^\circ). \quad (4-3)$$

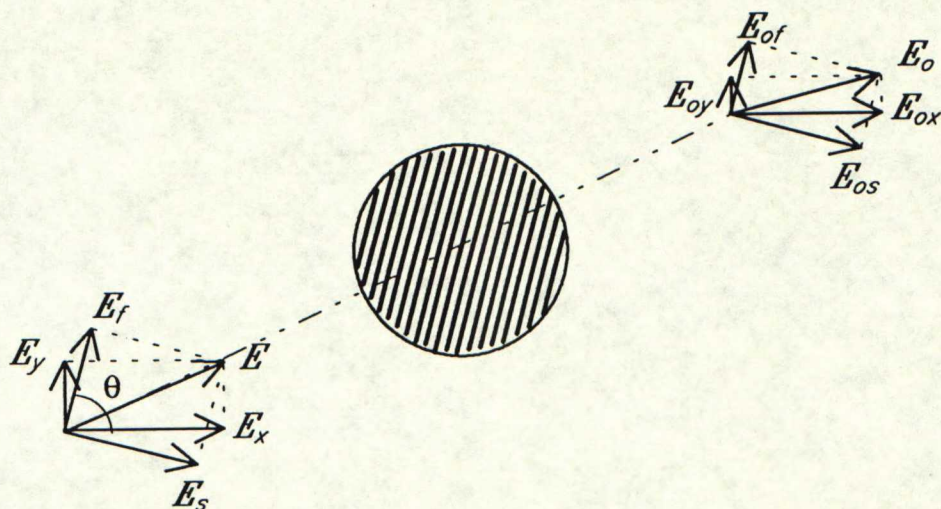
Jotta yksikanavaisella vastaanottimella saataisiin selville myös ympyräpolaroitunut komponentti pitää ennen syöttöä aiheuttaa ortogonaalisten lineaaripolarisaatioiden välille  $\pi/2$  suuruinen vaihe-ero. Jos tämä vaihe-ero on  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisten komponenttien välillä saadaan ympyräpolaroitunut komponentti kahdella intensiteetin mittauksella

$$V = I(45^\circ, \frac{\pi}{2}) - I(135^\circ, \frac{\pi}{2}). \quad (4-4)$$

Mikroaalloilla ei ole pystytty kehittämään sopivia pyöriä liitoksia, joten käytännössä mittaus pitäisi suorittaa koko vastaanotinta pyörittämällä. Kaikki Stokesin parametrit saadaan mittattua kuudella intensiteetin mittauksella neljällä eri syötön asennolla. Ympyräpolarisaation mittausta varten pitäisi syötön edessä kahdessa mittauksessa olla polarisaatiolevy. Polarisaatiolevyssä on anisotrooppinen dielektrinen väliaine, jolloin sähkökenttävektorin kahden ortogonaalisen lineaaripolaroituneen komponentin välille syntyy erilaisten etenemisnopeuksien johdosta vaihe-ero. Syntyvä vaihe-ero on suoraan verrannollinen polarisaatiolevyn paksuuteen. Jos halutaan mitata myös ympyräpolaroitunut komponentti, tarvitaan välttämättä polarisaatiolevy. Kun käytetään polarisaatiolevyä, saadaan Stokesin parametrit mitattua helpommin pyörittämällä polarisaatiolevyä syötön sijasta.



## 4.2 Pyöritettävä polarisaatiolevy



Kuva 4-1. Sähkökenttävektorit ennen ja jälkeen polarisaatiolevyä polarisaatiolevyn nopean ja hitaan komponentin suuntaisiin sekä  $x$ - ja  $y$ -akselin suuntaisiin komponentteihin jaettuna.

Kuvassa 4-1 esitetään sähkökenttävektorien muuttuminen niiden läpäistyä polarisaatiolevyn. Kun vastaanottimen syöttö on niin, että vain  $y$ -akselin suuntainen lineaaripolarisaatio pystyy etenemään, on liitteessä A johdettu vastaanotettu tehotiheys Stokesin parametrien avulla ilmaistuna

$$S_y = \frac{I}{2} - \frac{Q}{4}(1 + \cos \phi) - \frac{Q}{4}(1 - \cos \phi) \cos 4\theta - \frac{U}{4}(1 - \cos \phi) \sin 4\theta - \frac{V}{2} \sin \phi \sin 2\theta, \quad (4-5)$$

missä  $\phi$  on polarisaatiolevyn hitaan ja nopean komponentin välille syntyvä vaihe-ero ja  $\theta$  on polarisaatiolevyn nopean komponentin suunnan ja  $x$ -akselin välinen kulma. Erikoistapauksena neljännesaaltopolarisaatiolevyllä, jolloin vaihe-ero on  $\pi/2$ , supistuu kaava 4-5 muotoon

$$S_y = \frac{I}{2} - \frac{Q}{4}(1 + \cos 4\theta) - \frac{U}{4} \sin 4\theta - \frac{V}{2} \sin 2\theta. \quad (4-6)$$

Jos ollaan kiinnostuneita ainoastaan lineaarisesta polarisaatiosta voidaan käyttää puolialtolevyä, jonka aiheuttama vaihe-ero on  $\pi$ , jolloin vastaanotettu tehotiheys on

$$S_y = \frac{I}{2} - \frac{Q}{2} \cos 4\theta - \frac{U}{2} \sin 4\theta. \quad (4-7)$$

Puolialtopolarisaatiolevy sopii kvasaari- ja spektriviivatutkimukseen, koska näissä ympyräpolarisaation osuus on häviävän pieni.

Käytettäessä pyöritettävää polarisaatiolevyä on polarisaatiotilan selville saamiseksi tehtävä mittauksia yhtä monella eri polarisaatiolevyn asennoilla kuin on tuntemattomia Stokesin parametrejä selvitettävänä, mikä lisää huomattavasti mittausaikaa.

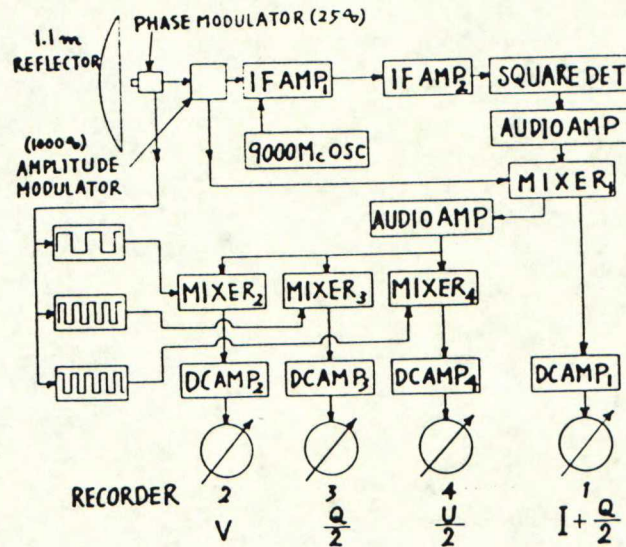


Mittausten kalibroinnissa pitää tuntea polarisaatiolevyn asento tarkasti, mikä tekee mittaushjelmista melko monimutkaisia.

Viitteessä [12] on esitetty pyöritettävään polarisaatiolevyyn perustuva polarimetri, jolla pystytään mittaamaan kaikki Stokesin parametrit reaaliajassa. Kuvassa 4-2 on tämän polarimetrin lohkoakaavio. Polarimetrissä käytetään neljännesaaltolevyä, jota pyöritetään jatkuvasti vakionopeudella. Polarisaatiolevyn ja  $x$ -akselin välinen kulma muuttuu polarisaatiolevyn kulmanopeuden  $\omega_p$  funktiona seuraavasti  $\theta = \omega_p t$ , joten kaava 4-6 voidaan kirjoittaa uudelleen muotoon

$$S_y = \frac{I}{2} - \frac{Q}{4}(1 + \cos 4\omega_p t) - \frac{U}{4} \sin 4\omega_p t - \frac{V}{2} \sin 2\omega_p t. \quad (4-8)$$

Sekoittamalla  $\omega_p$ :tä sisältävät termit vastaavien polarisaatiolevyn kulmanopeuden monikertojen kanssa tasajännitteeksi saadaan kyseiset termit erikseen kuvan 4-2 mukaisesti.



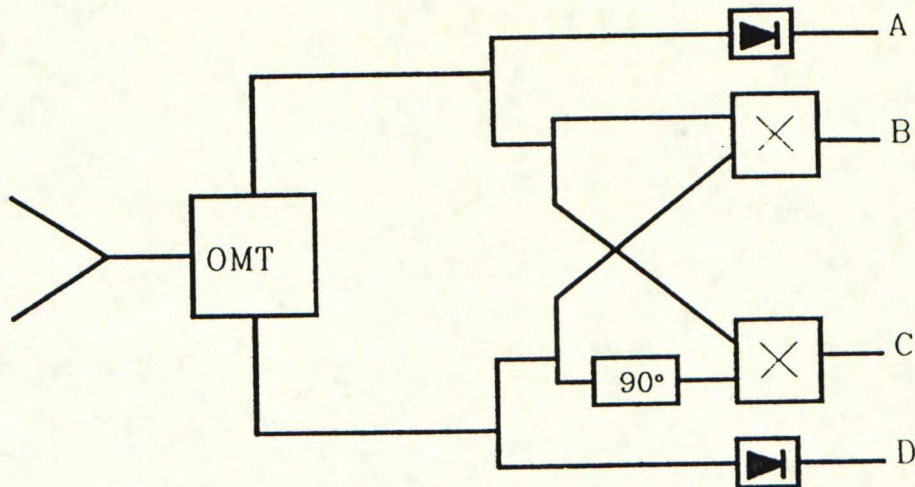
Kuva 4-2. Pyöritettävään polarisaatiolevyyn perustuva polarimetri. [12]

### 4.3 Korreloiva polarimetri

Korreloivan polarimetrin periaatteena on jakaa sähkömagneettinen säteily kahteen ortogonaaliseen komponenttiin sekä tuottaa näiden komponenttien auto- ja risti-korrelaatiot, joista saadaan helposti laskettua Stokesin parametrit.

Kuvan 4-3 mukaisesti on korreloivassa polarimetrissä syöttötorven jälkeisenä komponenttina polarisaatioerotin (Orthogonal Mode Transducer). Käytettäessä lineaar-





Kuva 4-3. Korreloivan polarimetrin periaate [2].

ripolarisaatioerotinta etenee eri haaroissa kaavojen 2-1 ja 2-2 mukaiset sähkökentät. Kanavissa A ja D on neliölliset diodi-ilmaisimet, joiden antojännitteet ovat sähkökenttien neliöihin verrannollisia

$$U_A(t) \propto E_x^2 = \frac{E_1^2}{2}(1 - \cos 2\omega t) \quad (4-9)$$

$$U_D(t) \propto E_y^2 = \frac{E_2^2}{2}[1 - \cos(2\omega t + 2\delta)], \quad (4-10)$$

joiden aikakeskiarvot ovat kanavien kokonaistehoihin verrannolliset termit  $\langle \hat{E}_1^2 \rangle$  ja  $\langle \hat{E}_2^2 \rangle$ . Stokesin parametrit  $I$  ja  $Q$  saadaan kanavien A ja D aikakeskiarvojen summasta ja erotuksesta. Vastaavasti korrelaatiokanavan B antojännite on sähkökenttien ristikorrelaatioon verrannollinen

$$U_B(t) \propto E_x E_y = E_1 E_2 \sin(\omega t + \delta) \sin \omega t = \frac{E_1 E_2}{2} [\cos \delta - \cos(2\omega t + \delta)], \quad (4-11)$$

jonka aikakeskiarvo on  $\langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos \delta \rangle$ . Toisen korrelaattorin toisessa sisäänmenossa on  $90^\circ$  vaiheensiirrin, joten kanavan C antojännite on

$$\begin{aligned} U_C(t) &\propto E_1 E_2 \sin(\omega t + \delta) \sin(\omega t + 90^\circ) = \frac{E_1 E_2}{2} [\cos(\delta - 90^\circ) - \cos(2\omega t + \delta + 90^\circ)] \\ &= \frac{E_1 E_2}{2} [\sin \delta + \sin(2\omega t + \delta)], \end{aligned} \quad (4-12)$$

jonka aikakeskiarvo on  $\langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin \delta \rangle$ . Kanavan B ulostulon aikakeskiarvo on  $U/2$  ja kanavan C aikakeskiarvo on  $V/2$ .

Käytännön korreloivissa polarimetreissä ei signaaleja pystytä ilmaisemaan radiotaajuuksilla vaan ilmaisu tapahtuu välitaajuuksilla. Jotta ulostuloista A – D saataisiin todella Stokesin parametreihin verrannollisia arvoja vaaditaan, että eri kanavien vahvistukset ja vaiheominaisuudet olisivat identtiset.

#### 4.4 Polarisaatiomittausten toteutustavan valinta

Metsähovin radiotutkimusasemalla on aikaisemmin toteutettu pyöritettäviin polarisaatiolevyihin perustuvia polarisaatiomittauksia [13],[14]. Pyrittäessä suorittamaan aurinkomittauksia 1 ms aikaresoluutiolla on ainoana mahdollisuutena käyttää korreloivaa polarimetriä. Metsähovin radiotutkimusaseman käyttöön on valmistettu 37 GHz korreloiva polarimetri [2]. Tässä työssä on suunniteltun ja toteutettun integrointi- ja prosessointiyksikön tarkoituksena ensisijaisesti kyseisen vastaanottimen yhteydessä suorittaa reaaliaikainen Stokesin parametrien seuranta yhden millisekunnin aikaresoluutiolla. Integrointi- ja prosessointiyksikkö on suunnitelmassa on jätetty mahdollisuus laajentamiselle.



## 5 Korreloivan polarimetrin mittausten kalibrointi

Radioastronomisissa mittauksissa on mitattavana signaalina radiolähteen kohina. Mittausten kannalta haitallisia kohinalähteitä ovat vastaanottimen oma kohina ja ilmakehän aiheuttama kohina. Kohinan mittana käytetään kohinalämpötilaa, joka on määritelty niin, että kohinan tehotiheys on sama kuin kyseisessä kohinalämpötilassa olevan mustan kappaleen termisen säteilyn tehotiheys. Tehon  $P$  ja kohinalämpötilan  $T_n$  välillä vallitsee seuraava yhteys

$$P = kBT_n, \quad (5-1)$$

jossa  $k$  on Boltzmannin vakio ja  $B$  on kaistanleveys. Radiometrin antojännite on verrannollinen tehoon, joka on kaavan 5-1 mukaisesti verrannollinen systeemikohinalämpötilaan  $T_{sys}$

$$T_{sys} = T_s + T_{sky} + T_r, \quad (5-2)$$

jossa  $T_s$  on mitattavan kohteen kohinalämpötila,  $T_{sky}$  on ilmakehän kohinalämpötila ja  $T_r$  on vastaanottimen kohinalämpötila vastaanottimen ottoon redusoituna.

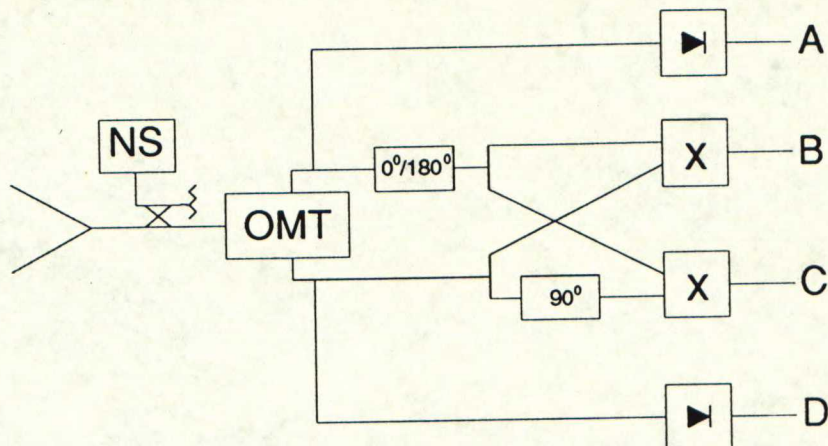
Kalibroinnilla poistetaan vastaanottimen ja ilmakehän kohinan aiheuttama systeemikohinalämpötilan nousu. Lisäksi kalibroinnin pitää eliminoida vastaanottimen vahvistuksien vaihtelut. Kun tehdään polarisaatiomittauksia korreloivalla polarimetrillä on myös eri kanavien vaiheominaisuuksien erolla vaikutusta mittaustuloksiin. Todella tarkkoihin tuloksiin päästään ottamalla huomioon instrumenttien aiheuttamat polarisaation muutokset [3].

### 5.1 Korreloivan polarimetrin vahvistuksien vaihteluiden eliminointi

Vahvistusvaihteluiden mittaamista varten on 37 GHz korreloivassa polarimetrissä kuvan 5.1 mukaisesti kohinadiodi (Noise Source), joka on kytketty aaltoputkisuuntakytkimellä ennen polarisaatioerotinta olevaan pyöreään aaltoputkeen niin, että kytkeytyvä sähkökenttä jakautuu puoliksi  $x$ - ja  $y$ -akselin suuntaisiin komponentteihin. Kohinadiodin ollessa kytkettynä näkyy vastaanottimen antoissa tunnettu systeemikohinanlämpötilojen nousu vahvistuksilla kerrottuna. Kuvassa 5.1 näkyy myös toisessa korrelaattorihaarassa sijaitseva kalibrointiin kuuluva ohjattava  $0^\circ/180^\circ$  vaiheensiirrin, jonka avulla poistetaan korrelaattoreiden epäideaalisuksista aiheutuvat toisen asteen termit [2], [3].

Merkitään kohinadiodin aiheuttamaa tehonlisäystä pyöreässä aaltoputkessa  $2P_{cal}$ :lla. Koska kohinadiodin ja kohteen välillä ei ole korrelaatiota, tarkastellaan eri kanavissa tapahtuvaa signaalin lisäystä ikäänkuin vastaanotettava teho olisi  $2P_{cal}$  eli





Kuva 5-1. 37 GHz korreloivan polarimetrin periaatekaavio.

$E_x = E_y = \sqrt{2P_{cal}} \sin \omega t$ . Korrelaattoreille johtavien haarojen sähköiset pituudet pyritään säätämään identtisisiksi. Silloin vaihe-ero korrelaattorin B eri haaroissa on  $0^\circ$ . Vastaavasti korrelaattorin C eri haarojen välinen vaihe-ero on  $90^\circ$ . Todellisten vaihe-erojen poikkeamat näistä ideaalisen tapauksen vaihe-eroista ovat vaihevirhettä. Merkitään korrelaattorin B vaihevirhettä  $\alpha_B$  ja korrelaattorin C vaihevirhettä  $\alpha_C$ . Nyt saadaan kanavien A – D aikakeskiarvoiksi

$$\begin{aligned} A &= \langle P_{cal} \rangle \\ B &= \langle P_{cal} \cos \alpha_B \rangle \\ C &= \langle P_{cal} \sin \alpha_C \rangle \\ D &= \langle P_{cal} \rangle . \end{aligned} \quad (5-3)$$

Merkitään vielä kanavien A – D vahvistuksia  $G_A - G_D$ .

Yhdessä mittausjaksossa on neljä vaihetta, joista kussakin on erilaiset vaiheensiirtimen ja kohinadiodin ohjaussignaalit. Vaiheensiirtimen ohjaustaajuus on kaksinkertainen kohinadiodin ohjaustaajuuteen nähden. Taulukossa 5-1 on eri vaiheiden ohjaussignaalit. Näistä mittausjaksoista saadaan yhteen ja vähennyslaskulla erikseen

Taulukko 5-1. Korreloivan polarimetrin ohjaussignaalit mittausjakson eri vaiheissa

vaihe	1	2	3	4
kohinadiodi	poissa	poissa	päällä	päällä
vaiheensiirrin	$0^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$

astronomisen kohteen vaikutus eri kanavilla  $S_A - S_D$  sekä kohinadiodin vaikutus eri kanavilla  $C_A - C_D$  olettaen mittausjakso niin lyhyeksi, ettei kohteessa tapahdu muutoksia



$$S_A = A1 + A2 = \langle G_A \hat{E}_1^2 \rangle \quad (5-4)$$

$$S_B = B1 - B2 = \langle G_B \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos(\delta + \alpha_B) \rangle \quad (5-5)$$

$$S_C = C1 - C2 = \langle G_C \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin(\delta + \alpha_C) \rangle \quad (5-6)$$

$$S_D = D1 + D4 = \langle G_D \hat{E}_2^2 \rangle \quad (5-7)$$

$$C_A = A3 + A4 - (A1 + A2) = \langle G_A P_{cal} \rangle \quad (5-8)$$

$$C_B = B3 - B4 - (B1 - B2) = \langle G_B P_{cal} \cos \alpha_B \rangle \quad (5-9)$$

$$C_C = C3 - C4 - (C1 - C2) = \langle G_C P_{cal} \sin \alpha_C \rangle \quad (5-10)$$

$$C_D = D3 + D4 - (D1 + D2) = \langle G_D P_{cal} \rangle. \quad (5-11)$$

Autokorrelaatiokanavien A ja D vahvistusvaihtelut poistetaan vertaamalla kohina-diodin aiheuttaman lisäkohinan laskettua arvoa mitattuihin arvoihin ja kertomalla saadulla suhteella astronomiset mittaustulokset

$$\langle \hat{E}_1 \rangle = \frac{P_{cal}}{C_A} S_A \quad (5-12)$$

$$\langle \hat{E}_2 \rangle = \frac{P_{cal}}{C_D} S_D. \quad (5-13)$$

Ristikorrelaatiokanavien B ja C vahvistusvaihteluiden eliminointi ei onnistu aivan yhtä helposti, koska mukana on myös vaihetekijä. Näiden virheiden vaikutusta ei pystytä täysin poistamaan kuin sellaisessa erikoistapauksessa, jossa  $G_B = G_C$  ja  $\alpha_B = \alpha_C$ . Koska kuitenkin kertojissa yhdistetään  $E_x$  ja  $E_y$  termit, kanavien B ja C vahvistuksien ja vaihevirheiden erot syntyvät joko itse ristikorrelaation muodostavissa analogisissa kertojissa tai ennen toista kertojaa olevassa  $90^\circ$  vaiheensiirtimessä, joten tarkastellaan aluksi tapausta, jossa kyseinen oletus pitää paikkaansa. Tällöin radiotaajuusosan ja välitaajuusvahvistimien vahvistusvaihtelut ja vaihevirheet pysytään täysin kumoamaan seuraavasti

$$\begin{aligned} \frac{S_B C_B + S_C C_C}{C_B^2 + C_C^2} &= \frac{\langle G_B^2 \hat{E}_1 \hat{E}_2 P_{cal} [\sin(\delta + \alpha_B) \sin \alpha_B + \cos(\delta + \alpha_B) \cos \alpha_B] \rangle}{\langle G_B^2 P_{cal}^2 (\sin^2 \alpha_B + \cos^2 \alpha_B) \rangle} \\ &= \frac{\langle G_B^2 \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\frac{1}{2} \cos \delta - \frac{1}{2} \cos(\delta + 2\alpha_B) + \frac{1}{2} \cos \delta + \frac{1}{2} \cos(\delta + 2\alpha_B)] \rangle}{\langle G_B^2 P_{cal} \rangle} \\ &= \frac{\langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos \delta \rangle}{\langle P_{cal} \rangle} \end{aligned} \quad (5-14)$$

ja

$$\begin{aligned} \frac{S_C C_B - S_B C_C}{C_B^2 + C_C^2} &= \frac{\langle G_B^2 \hat{E}_1 \hat{E}_2 P_{cal} [\sin(\delta + \alpha_B) \cos \alpha_B - \cos(\delta + \alpha_B) \sin \alpha_B] \rangle}{\langle G_B^2 P_{cal}^2 (\sin^2 \alpha_B + \cos^2 \alpha_B) \rangle} \\ &= \frac{\langle G_B^2 \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\frac{1}{2} \sin \delta + \frac{1}{2} \sin(\delta + 2\alpha_B) - \frac{1}{2} \sin(-\delta) - \frac{1}{2} \sin(\delta + 2\alpha_B)] \rangle}{\langle G_B^2 P_{cal} \rangle} \\ &= \frac{\langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin \delta \rangle}{\langle P_{cal} \rangle}. \end{aligned} \quad (5-15)$$



Kirjoittamalla yhtälöt 5-12 – 5-15 hieman toiseen muotoon saadaan yhtälöt Stokesin parametrien laskemiseksi mittaustuloksista

$$I = P_{cal} \left( \frac{S_A}{C_A} + \frac{S_D}{C_D} \right) \quad (5-16)$$

$$Q = P_{cal} \left( \frac{S_A}{C_A} - \frac{S_D}{C_D} \right) \quad (5-17)$$

$$U = 2P_{cal} \frac{S_B C_B + S_C C_C}{C_B^2 + C_C^2} \quad (5-18)$$

$$V = 2P_{cal} \frac{S_C C_B - S_B C_C}{C_B^2 + C_C^2}. \quad (5-19)$$

Liitteessä B on laskettu korrelaatiokanavien B ja C erilaisten vahvistusten sekä vaihevirheiden aiheuttamat virheet kaavoihin 5-18 ja 5-19, kun käytetään samaa vahvistusvaihteluiden kalibrointialgoritmia

$$\begin{aligned} & 2P_{cal} \frac{S_B C_B + S_C C_C}{C_B^2 + C_C^2} \\ &= U + V \frac{\langle \cos(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{2G_B^2} \sin 2\alpha_C \rangle}{\langle 1 + \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C \rangle}, \quad (5-20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & 2P_{cal} \frac{S_C C_B - S_B C_C}{C_B^2 + C_C^2} \\ &= V \frac{\langle \sqrt{1 - \sin^2(\alpha_C - \alpha_B)} \rangle}{\langle 1 + \frac{G_B - G_C}{G_C} \cos^2 \alpha_B - \frac{G_B - G_C}{G_B} \sin^2 \alpha_B + \frac{G_C}{G_B} \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) \rangle}. \quad (5-21) \end{aligned}$$

## 5.2 Ilmakehän ja korreloivan polarimetrin oman kohinan huomioiminen

Korreloivan polarimetrin kuten kaikkien muidenkin radiometrien antojännitteet ovat verrannollisia systeemikohinalämpötilaan yhtälön 5-2 mukaisesti. Radiolähteen kohina saadaan selville vähentämällä systeemikohinasta, joka on mitattu antennin ollessa suunnattuna radiolähteeseen, systeemikohina mitattuna kohteen vierestä. Vertailumittaus tehdään samalla antennin korotuskulmalla kuin radiolähteen mittaus, koska ilmakehän kohina on suoraan verrannollinen radiaaltojen ilmakehässä kulkemaan matkaan [4]. Parhaiten ilmakehän vaikutus pystytettäisiin huomioimaan mittaamalla samanaikaisesti kohdetta ja taivasta kohteen viereltä. Koska käytettävänä on vastaanotin, jossa on yksi syöttötorvi, täytyy tyytyä aikajakaiseen mittaukseen. Mitattaessa 1 millisekunnin aikaresoluutiolla auringonpurkauksia ei ole tarkoituksenmukaista mitata yhtä pitkää aikaa kohdetta ja taivasta, koska ilmakehän ja korreloivan polarimetrin kohinalämpötiloissa ei esiinny yhtä nopeita vaihteluita kuin auringossa.



### 5.3 Instrumenttien aiheuttamien polarisaatiomuutosten kalibrointi

Polarisaatiotila muuttuu myös instrumenttien vaikutuksesta, joita ovat mm. antennin ristipolarisaation kytkeytyminen, eri kanavien erilaiset vahvistusvaihtelut ja ristikorrelaatiokanavien vaihevirheet. Nämä voivat aiheuttaa näennäistä polarisaatiota, depolaroitumista tai polaroituneiden Stokesin parametrin välisiä kytkeytymiä kuten huomataan kaavasta 5-20.

Kuvataan kohteen polarisaatiotilaa polarisaatiovektorilla  $S_s^T = (I \ Q \ U \ V)$  ja vastaavasti mitattua polarisaatiotilaa polarisaatiovektorilla  $S_{obs}$ . Kun instrumenttipolarisaatio aiheuttaa lineaarisen riippuvuuden kohteen ja havaitun polarisaation välille, voidaan instrumentoinnin vaikutus kuvata Müllerin matriisin  $M_{4 \times 4}$  avulla

$$S_{obs} = M S_s. \quad (5-22)$$

Müllerin matriisi voidaan jakaa ajasta riippumattomaan osaan  $T_{4 \times 4}$  ja ajasta riippuvaan osaan  $P_{4 \times 4}$ , joka kuvaa horisonttijärjestelmän koordinaatiston pyörimistä parallaktisen kulman  $\rho$  funktiona

$$\begin{pmatrix} I_{obs} \\ Q_{obs} \\ U_{obs} \\ V_{obs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 2\rho & -\sin 2\rho & 0 \\ 0 & \sin 2\rho & \cos 2\rho & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ Q \\ U \\ V \end{pmatrix}. \quad (5-23)$$

Ajasta riippumaton osa sisältää kaikki instrumenttien aiheuttamat polarisaatiotilan muutokset [3]. Jotta eri observatorioiden ja eri aikoina tehdyt mittaukset olisivat vertailukelpoisia, ilmoitetaan lineaaripolarisaatio ekvattorijärjestelmässä havaintopaikan horisonttiin mukaisen horisonttijärjestelmän sijasta. Liitteessä C selvitetään näiden erot sekä niiden välistä yhteyttä kuvaava parallaktinen kulma. Jos tunnetaan Müllerin matriisi, kohteen polarisaatiotila saadaan kertomalla mitattu polarisaatiotila Müllerin matriisin käänteismatriisilla

$$S_s = P_{4 \times 4}^{-1} T_{4 \times 4}^{-1} S_{obs}. \quad (5-24)$$

Thiel on artikkelissaan [15] käsitellyt Müllerin matriisin ajasta riippumattoman osan määrittämistä. Jotta pystytään mittaamaan Müllerin matriisin kaikki elementit tarvitaan vähintään 4 riippumatonta säteilylähdettä, joiden Stokesin parametrit tunnetaan. Neljällä mittauksella saadaan normaaleilla lineaaristen yhtälöryhmien ratkaisumenetelmillä yksiselitteinen ratkaisu, koska yhtälöitä on sama määrä kuin tuntemattomia. Haluttaessa arvioida satunnaisvirheiden osuutta tarvitaan enemmän yhtälöitä ja siten myös enemmän mittauksia. Kalibrointikohteiden, joita käytetään Müllerin matriisin mittaamiseen, täytyy olla passiivisia toisin sanoen niiden

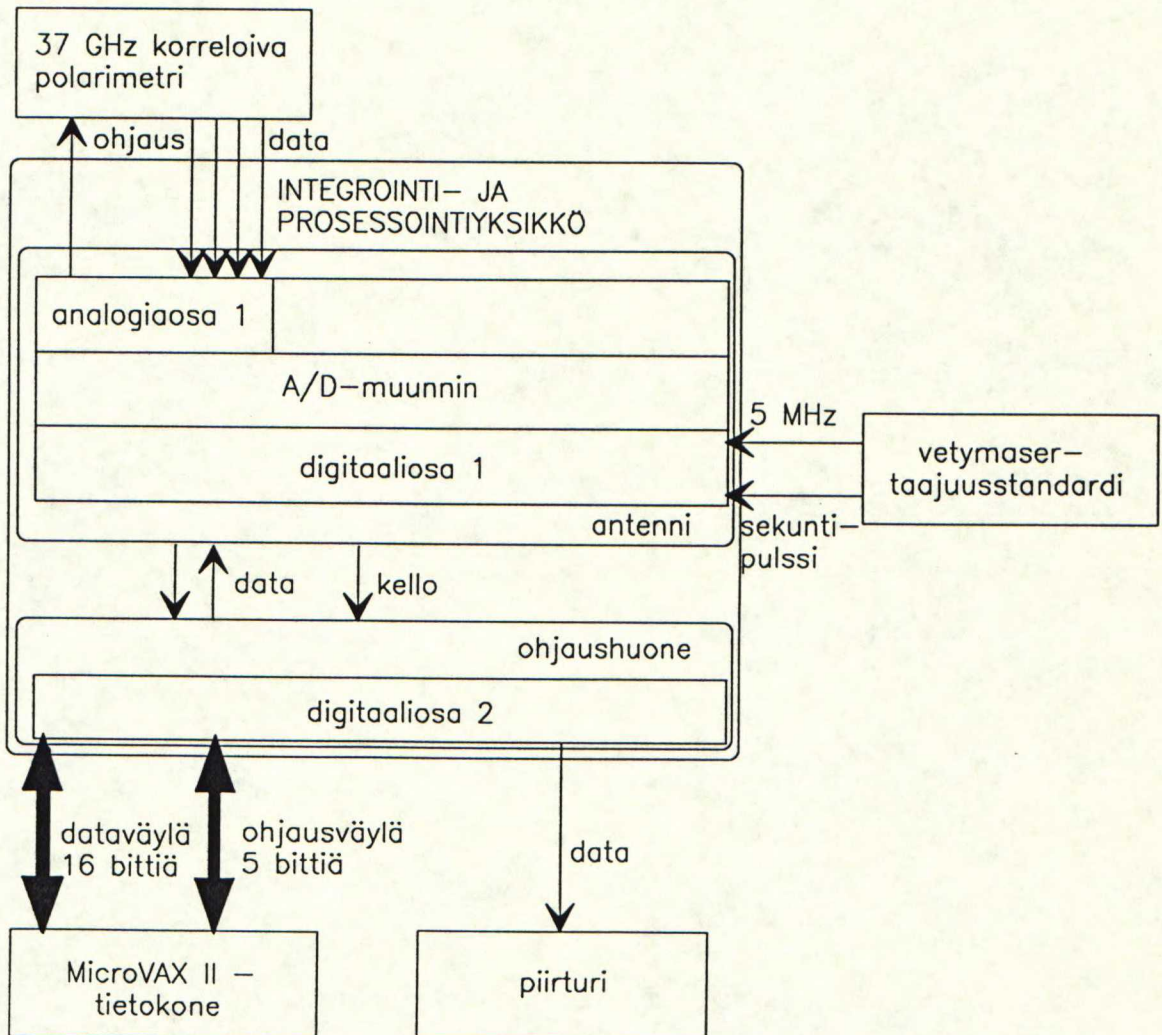


säteilytehon ja polarisaatiotilan pitää pysyä pitkiä aikoja vakaina. Sopivia lineaaripolaroituneita kalibrointikohteita ovat mm. 3C286, 3C48 ja 3C138 [3]. Ympyräpolaroituneina kalibrointikohteina voisi käyttää RS CVn tähtiä, joiden lievästi polaroitunut mikroaaltosäteily säilyttää polarisaatiotilansa useita vuosia [5].



## 6 Integrointi- ja prosessointiyksikön toteutus

Kuten johdannossa todettiin tämä työn yhteydessä tehtävän Metsähovin radiotutkimusaseman polarisaatiomittausjärjestelmän kehitystyön lähtökohtana oli aurin-  
gossa tapahtuvien nopeiden purkausten havainnointi. Tätä tarvetta varten suunniteltiin ja valmistettiin yhden millisekunnin aikaresoluution mahdollistava ja mit-  
taustulosten käsittelyä helpottava integrointi- ja prosessointiyksikkö. Kuvassa 6-1  
on esitetty kaavakuva Metsähovin radiotutkimusaseman polarisaatiomittausjärjes-  
telmästä, kun integrointi- ja prosessointiyksikkö on otettu käyttöön.



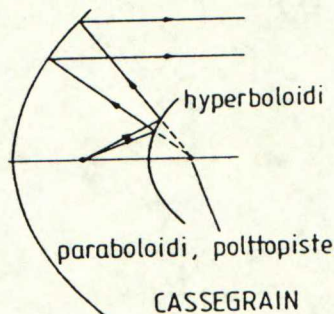
Kuva 6-1. Metsähovin radiotutkimusaseman polarisaatiomittausjärjestelmän kaavakuva.

Integrointi- ja prosessointiyksikkö koostuu analogia- ja digitaali-osaista, joista digitaali-osa jakaantuu vielä kahtia fyysisen sijaintinsa perusteella. Metsähovin radiotutkimusasemalla aiemmat integrointiyksiköt ovat sijainneet ohjaamossa, joten an-



tennilta ohjaamoon on siirretty analogiasignaaleja. Uudessa integrointi- ja prosessointiyksikössä tehdään tämä noin 50 metrin pituinen siirto digitaalisena, jolloin saadaan eliminoiduksi häiriöiden vaikutus siirrossa.

Kuvassa 6-1 ei ole eksplisiittisesti mukana Metsähovin radiotutkimusaseman tärkeintä instrumenttiä: Cassegrain heijastinantennia, jonka halkaisija on 13,7 metriä. Cassegrain antenni muodostuu paraboloidisesta pääpeilistä ja hyperboloidisesta apupeilistä, joka on sijoitettu niin, että hyperboloidin toinen polttopiste on samalla paraboloidin polttopiste. Kun hyperboloidin toiseen polttopisteeseen laitetaan



Kuva 6-2. Säteiden kulku Cassegrain heijastinantennissa [16].

vastaanottoantenni, kulkevat kaikki Cassegrain antenniin tulevat yhdensuuntaiset säteet tämän polttopisteen kautta. Kuvassa 6-2 näkyy säteiden kulku, jos hyperboloidin toisessa polttopisteessä on lähetinantenni.

Metsähovin Cassegrain heijastinantennia pystytään liikuttamaan kahdessa suunnassa. *Elevaatio*  $\alpha$  eli korotuskulma määrää antenninkeilan ja horisontin välisen kulman. Lisäksi antennia pyörittämällä säädetään *atsimuuttia*  $A$  eli antennin keilan ja etelän välistä myötöpäivään mitattua kulmaa. Atsimuutti saa arvoja väliltä  $0^\circ - 360^\circ$ . Korreloiva polarimetri on kiinnitetty antennin liikkuvaan osaan ja integrointi- ja prosessointiyksiköstä analogiosa ja digitaaliosa 1 sijoitetaan antennin tukirakenteen pyöritettävän osan tasanteelle. Loput kuvan 6-1 laitteista ovat maanpinnan tasolla antennin vieressä olevassa ohjaamossa.

Jotta pystytään vertaamaan Metsähovin radiotutkimusaseman ja muiden observatorioiden mittaustuloksia keskenään, pitää näytteenottohetki olla tiedossa. Aurinkotutkimuksessa pyritään mm. selvittämään plasmassa tapahtuvien ilmiöiden sähkömagneettisen spektrin eri taajuuksilla tapahtuvien havaintojen välisiä ajallisia viiveitä [17]. Auringon aktiivisen alueen seuranta saattaa kestää useita tunteja ja myös viimeisten näytteiden ajankohta tulee tuntea tarkasti. Integrointi- ja prosessointiyksikköä käyttävissä mittauksissa asia hoidetaan siten, että integrointi- ja prosessointiyksikön näytteenoton ajoituksesta huolehtivaan laskuriin tuodaan 5 megahertsin kellosignaali vetymasertaajuusstandardista. Vetymasertaajuusstandardista saadaan myös sekuntipulssi, joten kaikki mittaukset voidaan aloittaa tasasekunnilla.



## 6.1 Analogia- ja digitaaliosien tehtävien määrittäminen

Analogiaosan tehtävänä on luonnollisesti:

1. signaalien analoginen integrointi,
2. analogiasignaalien näytteenotto A/D-muunnosta varten.

Digitaaliosaan tehtäviä ovat:

1. muodostaa näytteenottoa ja korreloivaa polarimetriä ohjaavat signaalit käyttäen referenssitajuuksena vetymasertaajuuksstandardista tulevaa tarkkaa 5 megahertsin signaalia,
2. sarjamuotoinen tiedonsiirto antennitasanteelta ohjaushuoneeseen,
3. mahdollisesti tarvittava digitaalinen integrointi,
4. Stokesin parametrien alkuarvojen laskenta,
5. rinnakkainen tiedonsiirto MicroVAX II -mittaustietokoneelle,
6. analogiasignaalin muodostus halutusta Stokesin parametrin piirturipaperitulostusta varten.

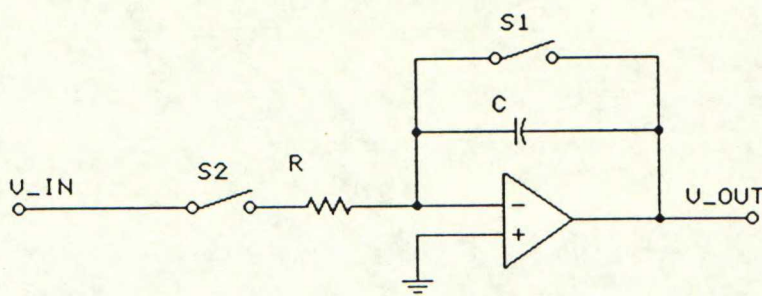
Pienin haluttu integrointiaika on yksi millisekunti, jona aikana tarvitaan useita luvussa 5.1 kuvattuja mittausjaksoja, jotta mitattavassa kohteessa tapahtuvat millisekuntia nopeammat muutokset eivät aiheuta suurta virhettä. Kymmenen mittausjaksoa integrointiajassa on sopiva arvo. Koska valitaan kymmenen mittausjaksoa integrointiajassa ja yksi mittausjakso koostuu neljästä vaiheesta, saadaan yhden vaiheen kestoksi 25 mikrosekuntia. Analogiselle integroinnin pituudelle saadaan siis mahdolliseksi kestoksi joko 25 mikrosekuntia tai yksi millisekunti. Jos valitaan analogisen integroinnin kestoksi 25 mikrosekuntia, on jo riittävän nopean (neljä muunnosta 25 mikrosekunnin ajan) A/D-muuntimen löytäminen hankalaa. Lisäksi jo pelkkä muuntimen lukeminen kuluttaisi suhteettoman suuren osuuden datankäsittelyyn varatusta ajasta. Siispä tässä työssä valittiin analogisen integroinnin pituudeksi yksi millisekunti.

## 6.2 Analogiaosan toteutus

Jotta vahvistinvaihtelut ja ristikorrelaatiokanavien vaihevirheet pystytään kumoamaan, pitää kaavojen 5-4 - 5-11 mukaisesti erottaa toisistaan pelkästään ast-



ronomisia signaaleja sisältävät vaiheet 1 ja 2 vaiheista 3 ja 4, jotka käsittävät astromisten signaalien lisäksi kohinadiodista saatavat kalibrointisignaalit. Kuhn-



Kuva 6-3. Integraattorikytkentä.

kin kanavaan tarvitaan kaksi vuoronperään aktiivista integraattoria. Kuvassa 6-3 on esitetty sopiva integraattorikytkentä. Kytkimen S1 ollessa avoinna toimii piiri integraattorina, koska kondensaattorin yli oleva jännite on kondensaattoriin syötettävän virran integraali. Kytkimen S2 ollessa suljettuna kulkee vastuksessa virta  $i = v_{in}/(R + r_{on})$ , jossa  $v_{in}$  on ottojännite,  $R$  on resistanssi ja  $r_{on}$  on kytkinresistanssi kytkimen ollessa suljettuna. Sama virta menee myös kondensaattorille, joten antojännite  $v_{out}$  saadaan seuraavasti

$$v_{out}(t) = \frac{-1}{(R + r_{on})C} \int_{T_1}^{t+T_1} v_{in} dt + v_{out}(T_1), \quad (6-1)$$

missä  $T_1$  on aika, jolloin kytkin suljetaan ja  $v_{out}(T_1)$  antojännite kyseisellä hetkellä. Kun kytkin S2 avataan, pysyy antojännite muuttumattomana, koska mitään virtoja ei kulje. Kun on integroitu kymmenen mittausjaksoa, luetaan antojännite, jonka jälkeen pitää integraattori nollata. Nollaus suoritetaan sulkemalla kytkin S1 ja pitämällä samalla kytkin S2 avoinna jolloin antojännite on

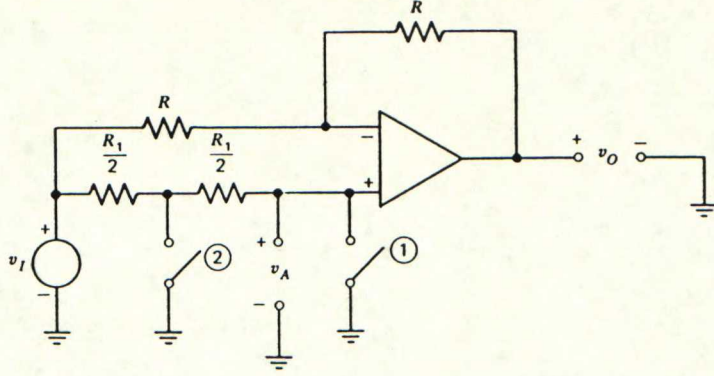
$$v_{out}(t) = v_{out}(T_0)e^{-t/r_{on}C}, \quad (6-2)$$

jossa  $v_{out}(T_0)$  on antojännite hetkellä, jolloin kytkin S1 suljetaan.

Korreloivan polarimetrin ristikorrelaatiokanavissa on lisäksi  $0^\circ/180^\circ$  vaiheensiirrin, joten niitä vastaavissa analogiaosan kanavissa tarvitaan joko neljä integraattoria tai vahvistin jonka vahvistukseksi voidaan valita joko plus tai miinus yksi. Kuvassa 6-4 on esitetty tällaisen vahvistimen kytkentäkaavio. Kun kytkimet 1 ja 2 ovat avoinna ei ideaalisen operaatiovahvistimen tapauksessa vastuksissa kulje lainkaan virtaa, joten kytkennän antojännite  $v_{out}$  on sama kuin ottojännite  $v_{in}$ . Kytkimien ollessa suljettuina toimii piiri invertoivana vahvistimena. Kun kytkimet 1 ja 2 ovat suljettuina näkyy operaatiovahvistimen positiivisessa ottossa ottojännitteen vaikutus kaksinkertaisesta jännitteen jaosta johtuen seuraavasti

$$V_+ = \frac{r_{on}}{R/2 + r_{on}} \cdot \frac{r_{on}}{R/2 + r_{on}} v_{in}, \quad (6-3)$$





Kuva 6-4. Invertoiva / ei invertoiva vahvistinkytkentä [18].

missä  $r_{on}$  kytkinten resistanssi niiden ollessa suljettuina. Negatiivissa ottossa on sama jännite ja tähän kytketyissä vastuksissa kulkeva virta on

$$i = \frac{[1 - (\frac{r_{on}}{R/2 + r_{on}})^2]v_{in}}{R}. \quad (6-4)$$

Antojännite saadaan seuraavasti

$$v_{out} = V_- - Ri = \left[ -1 + 2 \left( \frac{r_{on}}{R/2 + r_{on}} \right)^2 \right] v_{in}, \quad (6-5)$$

eli piirin vahvistus on likimain -1. Esimerkiksi jos  $R = 10\,000\,r_{on}$ , saadaan virhetestin suuruudeksi  $8 \times 10^{-8}$ .

Kussakin kanavassa on integraattoreiden lisäksi vahvistuksen ja integraattoreiden ottojännitteen nollakohdan säätöön tarkoitetut piirit. Kuvassa 6-5 on ristikorrelaatiokanavan piirikaavio. Autokorrelaatiokanavissa ei ole ohjattavaa yksikkövahvistinta, mutta muuten ne ovat ristikorrelaatiokanavien kanssa identtiset.

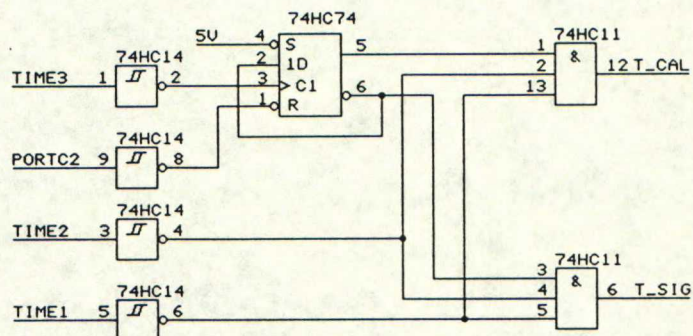
Analogiaosassa on siis kaikkiaan kahdeksan integraattoria, joiden antojännitteet pitää tallettaa samanaikaisesti yhden millisekunnin integroinnin jälkeen. Tähän tehtävään tarvitaan näytteenottopiirejä, joiden antojännitteet näytteenottotilassa seuraavat ottojännitettä ja pitotilassa pitävät antojännitteen tasolla, joka niillä oli pitotilan alkamishetkellä. Näytteenottopiiriin kuuluu yksinkertaisimmillaan kuvan 6-6 a) mukaisesti kytkin ja kondensaattori. Kytkimen ollessa suljettuna antojännite seuraa ottojännitettä ja kytkimen ollessa avattuna kondensaattori säilyttää varauksensa ja antojännite pysyy muuttumattomana. Käytännön näytteenottopiireissä on lisäksi vähintään puskurivahvistimet sekä otossa että annossa kuten kuvassa 6-6 b). Tässä työssä ei näytteenottopiirejä toteutettu erilliskomponenteista vaan valittiin komponentti, jossa on integroituna neljä yhdellä ohjauksella samanaikaisesti toimivaa näytteenottopiiriä sekä antojännitteen valinta. Näytteenottopiirin tärkein dynaaminen ominaisuus on saavuttamisaika, joka kertoo kuinka nopeasti antojännite seuraa ottojännitettä siirryttäessä pitotilasta näytteenottotilaan [19].







Kytken kanssa sarjassa on  $33,2 \Omega$  vastus, koska kytkimen DG405 suurin sallittu virta on sata milliampeeria. Kuvan 6-5 komponenttien arvoilla voidaan laskea integraattorin antojännitteen puoliintumisaika kaavalla 6-2, kun huomioidaan, että kytkinresistanssin kanssa on sarjassa myös  $33,2 \Omega$  vastus. Puoliintumisajaksi saadaan 810 nanosekuntia, joten kun halutaan, että integraattorin antojännite on pienempi kuin puolet 16 bittisen A/D-muuntimen yhtä bittiä vastaavasta jännitteestä, on integraattorin nollaamiseen tarvittava aika 17 kertaa puoliintumisaika. Integraattorin nollaaminen kestää vähintään 14 mikrosekuntia. Integraattoreiden antojännite on zenerdiodeilla rajoitettu alueelle  $-4,7 - 4,7$  voltia.



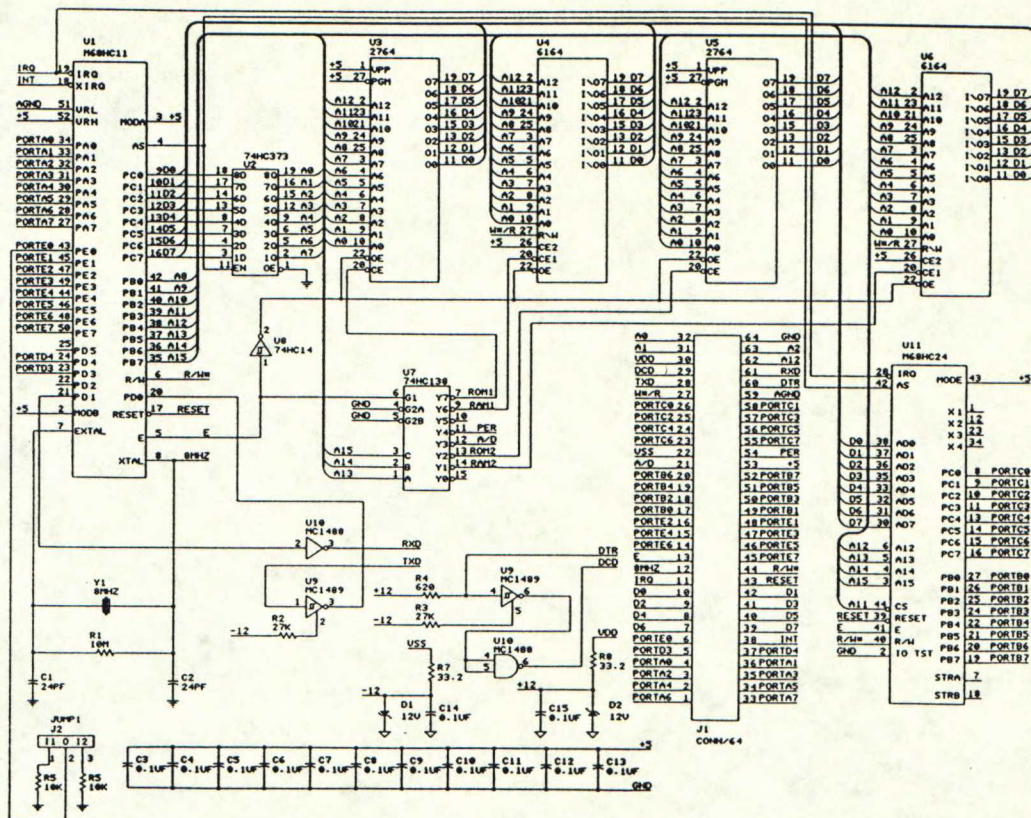
Kuva 6-7. Integraattoreiden ohjaussignaalien muodostaminen

Integraattoreiden ohjaussignaalien taajuus on puolet ohjattavien yksikkövahvistimien ohjaussignaalin TIME3 taajuudesta ja yksikään integraattori ei saa olla kytkettynä integraattoreiden nollaamisen aikana. Integraattorit eivät ole kytkettyinä myöskään näytteenottopiirien näytteenoton aikana. Analogiakortilla on kuvan 6-7 mukaisesti logiikkapiirejä integraattoreiden ohjaussignaalien muodostamiseen. Taulukon 5-1 mukaisesti kohinadiodin ohjaus muuttuu vaiheensiirtimen ohjauksen negatiivisen transition kohdalla. Taajuusjakajana toimiva D-kiikku liipaistuu positiivisesta transitiosta, siksi ennen sitä tarvitaan invertteri. Kun näytteenottopiirien ja integraattoreiden nollauksen ohjaussignaalit TIME1 ja TIME2 ovat molemmat tilassa nolla saadaan integraattoreiden ohjausjännitteet T\_SIG ja T\_CAL suoraan D-kiikun antojen ohjaamina. Jos taas kumpi tahansa signaaleista TIME1 tai TIME2 on tilassa yksi ovat kummatkin integraattoreiden ohjaukset tilassa nolla. T\_SIG on pelkästään astronomista signaalia integroivan integraattorin ohjausjännite. Jotta tämä signaali on mittauksen alkaessa oikeassa tilassa yksi, D-kiikun inverttoiva ulostulo asetetaan ennen mittauksen alkua tilaan yksi ja ei inverttoiva ulostulo tilaan nolla käyttämällä signaali PORTC2 tilassa yksi.

### 6.3 Digitaaliosan toteutus

Digitaaliosien 1 ja 2 ytiminä on Motorolan 8 bitin yhden palan mikrokontrolleri 68HC11, joka on Motorolan 6800-sarjan prosessoreista kehittynein [21]. Koska mik-





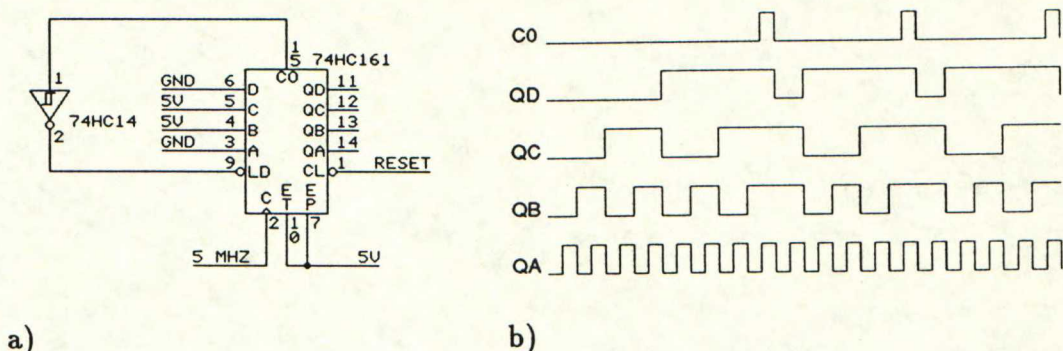
Kuva 6-8. Integrointi- ja prosessointiyksikön digitaalisosan 1 prosessorikortin piirikaavio

rokontrollerin sisäisen muistin koko ei ole riittävä tähän sovellutukseen, on kummasakin digitaalisossa kaksi  $8 \times 8K$  RAM muistia,  $8 \times 8K$  EPROM, joka sisältää monitorointi/ohjelmankehitysohjelman nimeltään BUFFALO (Bit User Fast Friendly Aid to Logical Operations). Lisäksi on väylällä mikropiirinkanta toiselle  $8 \times 8K$  EPROM:ille, johon ohjelmien lopulliset versiot talletetaan. Ulkopuolista muistia käytettäessä kontrollerin viidestä I/O-portista kaksi on data- ja osoiteväylien käytössä, joten väylällä on myös PRU (Port Replacement Unit), jonka tehtävänä on korvata kyseiset kaksi I/O-porttia. Koska 16 bitin osoiteväylän 8 alinta bittia ja dataväylä käyttävät kontrollerin samaa I/O-porttia tarvitaan osoiteväylälle salpamuisti. Väylällä olevien eri laitteiden erottamiseksi on dekooderi, joka osoiteväylän kolmen ylimmän bitin avulla valitsee yhden kahdeksasta mahdollisesta laitteesta. Mikrokontrollerin sisäinen ja väylän kellotaajuus on 2 MHz, jonka kontrolleri muodostaa ulkoisesta 8MHz kiteestä neljällä jakamalla. Monitoriohjelma BUFFALO käyttää mikrokontrollerin sarjaliikennettä. Digitaalisissa tarvitaan RS-232 linjaohjaimet, jotta ne voidaan kytkeä PC:n sarjaporttiin. Digitaalisosa 1 koostuu kahdesta Eurooppa 1 -kokoisesta piirikortista, kuvassa 6-8 on prosessorikortin piirikaavio, josta näkyy yllä mainittujen piirien väliset kytkennät. Digitaalisossa 2 on kytkennöiltään lähes identtinen moduli. Muistipiirit ovat vain hieman eri paikassa muistiavaruutta ja siinä ei ole PRU:ta, koska digitaalisossa 2 on vähemmän ohjattavia oheislaitteita, joten jäljelle jäävät kolme I/O-porttia riittävät siinä varsin hyvin.



### 6.3.1 Näytteenoton ohjaus

Digitaaliosassa muodostetaan korreloivan polarimetrin tarvitsema  $0^\circ/180^\circ$  vaiheensiirtimen ohjaussignaali. Analogiaosa tarvitsee tämän saman ohjaussignaalin ja se



Kuva 6-9. Kymmenellä jakajan a) piirikaavio ja b) laskurin ulostulot laskennan sallimisen jälkeen.

on kuvan 6-5 signaali TIME3. Tämä ohjaussignaali muuttaa tasoaan mittausjakson vaiheen muuttuessa kerran 25 mikrosekunnissa. Korreloivan polarimetrin tarvitsema kohinadiodin ohjaussignaali muodostetaan polarimetrissä jakamalla vaiheensiirtimen ohjaussignaalin taajuus kahdella. Kerran millisekunnissa tarvitaan näytteenottopiirien ohjaussignaali ja integraattoreiden nollaamiseen tarkoitettu signaali. Kappaleessa 6.2 saatiin edellisen pulssin vähimmäisleveydeksi  $1 \mu s$  ja jälkimmäisen vähimmäisleveydeksi  $14 \mu s$ . Tarvittavat signaalit tuotetaan ohjelmoitavalla laskurimodulilla MC68B40, jossa on kolme ohjelmoitavaa laskuria. Koska näytteenotto halutaan suorittaa suuremmalla tarkkuudella kuin mihin prosessorin kellotaajuuden muodostava 8 MHz kide pystyy, ja koska asemalla on varsin tarkka vetymasertaajuusstandardi, muodostetaan ohjaussignaalit vetymaserin 5 MHz taajuudesta. Ohjelmoitavan laskurimodulin yhdessä laskurissa on mahdollista käyttää suoraan 5 MHz taajuutta, mutta kahden muun laskurin kellopulssin kummankin tilan minimileveys on 625 nanosekuntia.

Sopiva 500 kHz taajuus saadaan jakamalla 5 MHz kymmenellä kuvan 6-9 a) mukaisella kykennällä. Niin kauan, kun RESET signaali on tilassa nolla, pysyvät myös ulostulot tilassa nolla. Kuvassa 6-9 b) on ulostulosignaalit ajan funktiona, kun laskeminen on sallittu muuttamalla RESET signaali tilaan yksi. CO on tilassa yksi vain, kun signaalit QA – QD ovat kaikki tilassa yksi, jolloin myös ladataan uudet alkuarvot A – D. Kun laskurin kellotaajuus on 5 MHz, on signaalien QC, QD ja CO taajuuksina 5 kHz ja signaali QC on tilassa nolla 800 ns ja tilassa yksi 1200 ns, joten sitä käytetään ohjelmoitavan laskurimodulin laskureiden 1 ja 2 kellotaajuutena.

Kutakin ohjelmoitavan laskurimodulin laskuria ohjaamassa on yksi kontrollirekisteri ja kaksi rekisteriä L ja M, joilla suoritetaan varsinainen pulssien muodostus.



Synthesis Modes		CONTINUOUS MODE (CRX3 = 0, CRX5 = 0)	
Control Register		Initialization/Output Waveforms	
CRX2	CRX4	Counter Initialization	*Timer Output (OX) (CRX7 = 1)
0	0	$\bar{G}_1 + W + R$	
0	1	$\bar{G}_1 + R$	
1	0	$\bar{G}_1 + W + R$	
1	1	$\bar{G}_1 + R$	

Kuva 6-10. Ohjelmoitavan laskurimodulin MC68B40 toistuvien pulssimuotojen muodostus [21].

Haluttaessa pulsseja, jotka ovat kummassakin tilassa yhtä kauan, yhdistetään rekisterit M ja L yhdeksi 16 bitin rekisteriksi N ja ulostulo pysyy kummassakin tilassa  $N + 1$  kellojaksoa. Kun käytetään eri pituisia pulsseja, on ulostulo L kellojaksoa tilassa 1 ja koko jakson pituus on  $(L + 1)(M + 1)$  kellojaksoa kuvan 6-10 mukaisesti. Vaiheensiirtimen ohjaussignaali TIME3 saadaan laskurista, jonka kellotaajuus on 5 MHz, laittamalla rekisterin N sisällöksi 124. Kahden muun laskurin kellotaajuudet ovat 500 kHz. Näytteenottopulssia TIME1 varten ohjausrekisterien sisällöt ovat  $L = 1$  ja  $M = 249$ , joten signaali on tilassa yksi  $2 \mu s$  ja tilassa nolla  $998 \mu s$ . Integraattoreiden nollauspulssin TIME2 ohjausrekisterien sisällöt ovat  $L = 9$  ja  $M = 49$ , joten signaali on tilassa yksi  $18 \mu s$  ja tilassa nolla  $982 \mu s$ .

### 6.3.2 A/D-muuntimen ja näytteenottopiirien ohjaus

Auringon suuren dynamiikan johdosta integrointi- ja prosessointiyksikössä käytetään 16 bitin A/D-muunninta CS5016. Muunninta ohjataan osaksi suoraan 68HC11 väylällä, jota varten muuntimen antojen ja dataväylän väliin tarvitaan kaksi salpamuistia. Toisin kuin piirit MC68B40 ja MC68B54, jotka ovat 6800-sarjan prosessoriperheen väylään kytkettäväksi suunniteltuja, tarvitaan A/D-muuntimen väylään kytkemiseksi myös hajalogikkaa, joka nähdään kuvassa 6-11.

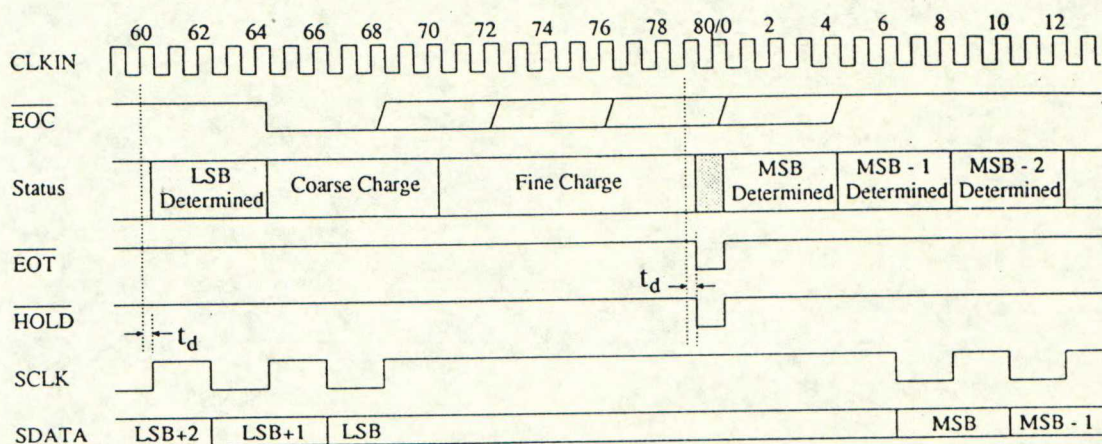
CS5016 on punnitseva A/D-muunnin eli se vertaa munnettavaa jännitettä referenssijännitteestä sisäisellä D/A-muuntimella saamiinsa arvoihin. Aluksi verrataan merkitsevimpään bittiin eli referenssijännitteen puolikkaaseen. Jos muunnettava jännite on suurempi kuin puolet, jätetään merkitsevin bitti tilaan yksi ja siihen lisätään seuraavaksi merkitsevin bitti. Jokaisessa vertailussa saadaan selville yhden bitin arvo ja saatuun summaan lisätään seuraavaksi tutkittava bitti. Yhden vertailun suorittamiseen CS5016 tarvitsee neljä kellojaksoa. A/D-muuntimen 4 MHz kellotaajuus saadaan jakamalla 8 MHz kiteen taajuus kahdella.

CS5016 käyttää vertailussa perinteisen vastusverkon sijasta kondensaattoriverkkoa, johon talletettua varausta käytetään vertailussa. Kondensaattoriverkko muodostaa









Kuva 6-12. A/D-muuntimen CS5016 synkronisen näytteenoton ajoituskaavio [22].

Muuntimen tarkkuus riippuu sen sisäisen komparaattorin ja kondensaattoriverkon tarkkuuksista. Komparaattorin virheiden poistamiseksi on komparaattori kytketty jännitteenseuraajaksi näytteenoton ajaksi, jolloin näiden virheiden vaikutus pystytään tallettamaan kondensaattoriverkkoon. Kondensaattoriverkon kutakin bittiiä vastaava kondensaattori koostuu alikondensaattoriverkoista ja kalibroinnin aikana näiden alikondensaattoriverkkojen kytkentöjä muutetaan niin, että kutakin bittiiä vastaavan alikondensaattoriverkon kapasitanssi on sama kuin kaikkien sitä alempien bittien ja ylimääräisen alimman bitin alikondensaattoriverkkojen summana syntyvä kapasitanssi. Täydelliseen kalibrointiin tarvitaan 1 441 020 kellojaksoa eli noin 360 ms. Kalibrointi suoritetaan täydellisesti nollauksen aikana, joka käynnistetään RST nastaa käyttäen tai ohjelmallisesti taulukon 6-1 mukaisesti. Kalibrointi voidaan käynnistää myös nastasta CAL, jolloin kalibrointi voidaan keskeyttää. Käynnistettäessä kalibrointi uudelleen se ei ala alusta vaan siitä mihin se viimeksi oli edennyt.

Korrelointikanavissa B ja C voi olla myös negatiivisia arvoja, joten normaalisti A/D-muuntimen mittausalue on -3 V - 3 V. Jos kuitenkin tyydytään mittaamaan pelkästään autokorrelaatiokanavia A ja D, voidaan muuntimen mittausalueeksi valita 0 V - 3 V muuttamalla 68HC11 I/O-portin A bitin 3 arvo tilasta yksi tilaan nolla. Koska A/D-muuntimen antojen ja mikrokontrollerin dataväylän välissä on salpamuistit on muuntimen dataväylän leveydeksi valittu 16 bittiiä kytkemällä BW nasta kiinteästi muuntimen digitaaliosan käyttöjännitteeseen. Myös muuntimen kirjoitussignaali  $\overline{RD}$  on kytketty jatkuvasti aktiiviseksi. Mikrokontrollerin osoiteväylän avulla voidaan taulukon 6-1 mukaisesti antaa A/D-muuntimen ohjauskäskyjä lukemalla tai kirjoittamalla heksadesimaaliosoitteisiin 8000 - 9FFF. Osoiteväylän bittien 2 ja 1 tilojen mukaan aikaansaadaan eri käskyt. Kun osoiteväylän bitit 2 ja 1 ovat molemmat tilassa yksi, vaikuttaa A/D-muuntimen käskyn suorittamiseen myös signaalin  $\overline{HOLD}$  arvo. Kun  $\overline{HOLD}$  on tilassa yksi kirjoittaa muunnin tällöin 8 bittisen statusrekisterinsä sisällön nastoihin D0 - D7. Jos  $\overline{HOLD}$  on tilassa nolla, aiheutetaan ohjelmallinen A/D-muuntimen nollaus. Tämän vuoksi statusrekisterin lukemista ei ole syytä tehdä kesken mittauksen.



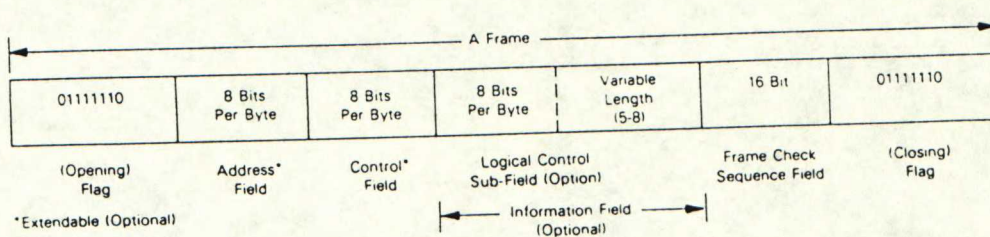
Taulukko 6-1. A/D-muuntimen ohjauskäsky mikrokontrollerin 68HC11 osoiteväylää käyttäen.

AD2	AD1	A/D-muuntimen toiminto
0	0	keskeyttää kalibroinnin ja aloittaa näytteenoton
0	1	käynnistää uudelleen kalibroinnin
1	0	kirjoittaa viimeisimmän muunnoksen tuloksen
1	1	kirjoittaa statusrekisterin tai suorittaa ohjelmallisen nollauksen

A/D-muuntimen ottojännite valitaan mikrokontrollerin I/O-portin B arvoja muuttamalla. Bitit 0 ja 1 ovat näytteenottopiirien CS31412 sisäisten multipleksointien ohjaukset ja biteillä 2 – 4 ohjataan piirin DG528 multipleksointia. CS31412 näytteenottopiirien puskurivahvistimien ja multiplekserin virheiden poistoa varten siinä on sisäänrakennettut nollauspiirit. Ennen mittauksen alkua tehtävässä kalibroinnissa jokaisen näytteenottopiirien nollauspiirien asetukset muutetaan. Kalibrointi suoritetaan niin, että piirin sisäisesti irroitetaan piirin ottosignaali ja vertailusignaali saadaan piirin analogiamaatason nastasta. Kalibroinnin aikana piiri ottaa näytteitä analogiamaatasosta ja säättää nollauspiirit niin, että antojännite on tässä samassa potentiaalissa pitotilassa, jolloin myös näytteenoton kondensaattoreiden varaamisessa aiheutuvat virheet saadaan kalibroituja. Näytteenottopiirien kalibrointi kestää suunnilleen 500 ms. Näytteenottopiirien kalibrointi aloitetaan laittamalla 68HC11 kontrollerin I/O-portin C bitti 2 tilaan yksi. Tämä on kuvan 6-7 signaali PORTC2, jolla siis samalla asetetaan integraattoreiden ohjauskytkinten alkuarvot oikeaan tilaan. I/O-portin C bittien 0 ja 1 avulla saadaan tieto kummankin näytteenottopiirin CS31412 kalibroinnin valmistumisesta.

### 6.3.3 Digitaaliosien välinen kommunikointi

Digitaaliosien välinen synkroninen tiedonsiirto tehdään HDLC-tiedonsiirtostandardia (high level data link control) noudattaen, johon kuuluu virheentunnistus ja virheellisten kehysten uudelleen lähetys. Kuvassa 6-13 on HDLC-standardin mukainen kehysrakenne. Kehyksessä on aina aloitus- ja lopetustunnus, osoitekenttä, kontrol-



Kuva 6-13. HDLC-standardin mukainen kehysrakenne [21].

likenttä ja virheentunnistuskenttä. Virheentunnistuskentän pituus on 16 bittiä ja



### 6.3.4 Analogia- ja digitaaliannot

osaan 2 kuuluu rinnakkainen yhteys MicroVAX II -tietokoneeseen sen DMA-korttia (Direct Memory Access) käyttäen. Rinnakkaiseen 16 bitin siirtoon on kumpaakin



suuntaa varten oma liittimensä. Siirron ohjaamiseen tarvitaan 5 bittiä. Siirron ohjaaminen tapahtuu 68HC11 toimesta. Signaaleilla C0 ja C1 aikaansaadaan nel-

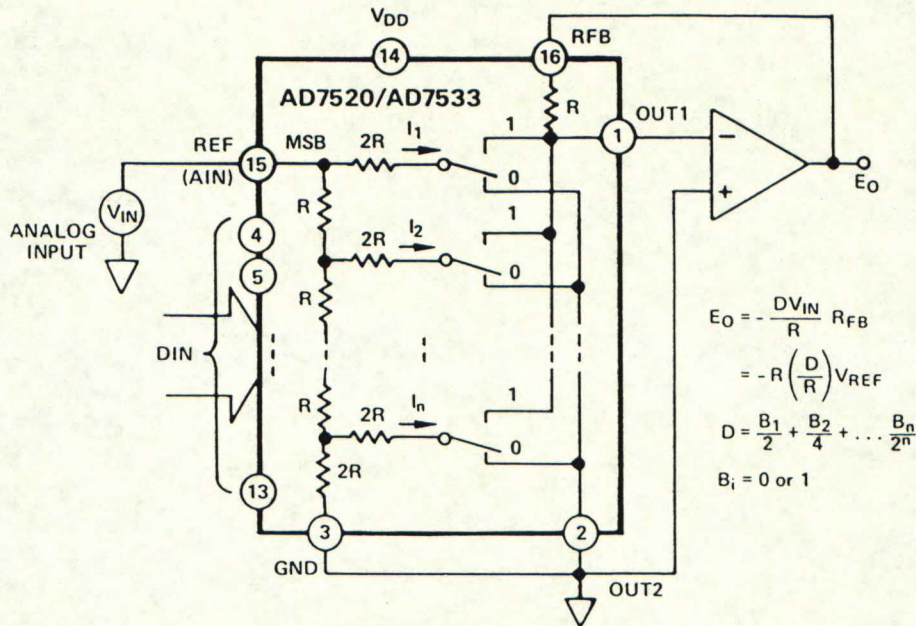
Taulukko 6-2. MicroVAX II -tietokoneen DMA-kortin sallimat tiedonsiirtotapahtumat

C1	C0	tiedonsiirtotapahtuma	tiedonsiirron suunta
0	0	DATI	MicroVAX II $\rightarrow$ 68HC11
0	1	DATIO	MicroVAX II $\rightleftharpoons$ 68HC11
1	0	DATO	MicroVAX II $\leftarrow$ 68HC11
1	1	DATOB	MicroVAX II $\leftarrow$ 68HC11

jä erilaista tiedonsiirtotapahtumaa taulukon 6-2 mukaisesti. Tiedonsiirron suunta on MicroVAX II -tietokoneesta digitaalisosaan 2, kun käytössä on DATI. Kun käytössä on DATO tai DATOB tiedonsiirron suunta on digitaalisasta 2 MicroVAX II -tietokoneeseen, joissa DATOB käyttää MicroVAX II -tietokoneen normaalin 16 bitin sananosoitusmuodon sijasta 8 bitin tavunosoitusta. Kun käytetään DATIO:ta tiedonsiirto tapahtuu yhden CYCLE REQUEST signaalin jakson aikana ensin MicroVAX II -tietokoneesta ja samaan muistipaikkaan palautetaan muutettu sana. Kun MicroVAX II on valmis sovitun kokoisen paketin siirtoon se ilmoittaa siitä laittamalla READY signaalin tilaan nolla. Kun 68HC11 on laittanut CYCLE REQUEST signaalin tilaan yksi, laittaa DMA-kortti signaalin BUSY tilaan nolla ja jää odottamaan, että se saa MicroVAX II:n väylän käyttöönsä. Kun yksi 16 bitin sana on siirretty, palaa signaali BUSY tilaan yksi. Kun koko paketin siirto loppuu, laittaa DMA-kortti READY signaalin arvoon 1 ja antaa keskeytyspyynnön MicroVAX II -tietokoneen prosessorille. Digitaalisassa 2 on tiedonsiirtoa varten 4 salpamuistia. I/O-portin A avulla 68HC11 lukee signaaleja READY ja BUSY sekä kirjoittaa signaalit C0, C1. Kuvassa 6-14 salpamuistit IC15 ja IC16 ovat tiedonsiirtoon digitaalisasta 2 MicroVAX II -tietokoneeseen. Koska tämä tiedonsiirtosuunta on käytössä useammin, muodostetaan CYCLE REQUEST signaali kirjoitettaessa muistiavaruuden jälkimmäiseen salpamuistiin IC16. Tiedonsiirron ollessa MicroVAX II -tietokoneesta digitaalisosaan 2 pitää tiedonsiirtopyynnön muodostusta varten myös kirjoittaa tähän salpamuistiin. Salpamuistien IC17 ja IC18 sallitaan muuttaa tilaansa, kun BUSY on tilassa nolla. Siirron valmistuttua luetaan näiden salpamuistien sisältö.

Piirturin ohjaamista varten on digitaalisossa 2 D/A muunnin. Koska piirturi on vain helpottamassa mittausten onnistumisen seuraamista, on sen ohjaamiseen valittu 12 bitin D/A muunnin DAC1232. Tämä on tyypillinen vastustikapuuverkolla toteutettu muunnin, jonka periaate selviää kuvasta 6-15. Nastat 2 ja 3 on kytketty yhteen ja operaatiovahvitinkytkenän ansiosta myös nastat 1 on samassa potentiaalissa, joten kustakin vastustikapuuverkon solmupisteestä on tähän maatasoon kaksi rinnakkaista 2R suuruista vastusta. Jokaisessa vastusverkon solmupisteessä virta puolittuu näihin kahteen haaraan. Koko vastustikapuuverkon resistanssi on R ja kytkimillä valitaan, mitkä virroista  $I_1 - I_n$  kulkevat nastaa 16 edeltävän R suuruisen





Kuva 6-15. Vastustikapuuverkolla toteutettu D/A muunnin. [19]

vastuksen kautta. Tämän vastuksen kautta kulkevan virran suuruus määrää operaatiovahvistimen negatiivisen antojännitteen. Digitaalisassa 2 on lisäksi toinen invertoiva vahvistin, jotta piirturin ohjausjännite AOUT on positiivinen vaihdellen välillä 0 V – 4,7 V.

## 6.4 Integrointi- ja prosessointiyksikön ohjelmoinnin toteutus

Integrointi- ja prosessointiyksikön ohjelmat huolehtivat mittauksen näytteenoton ja tiedonsiirron lisäksi myös mahdollisesti tarvittavasta numeerisesta integroinnista ja kaavojen 5-16 – 5-19 mukaisilla algoritmeilla Stokesin parametrien alkuarvojen laskemisesta. Näissä kaavoissa esiintyvät astronomisen signaalin aiheuttamat termit  $S_A - S_D$  saadaan suoraan vaiheiden 1 ja 2 aikana aktiivisista integraattoreista. Pelkän kohinadiodin aiheuttamat kalibroitissignaalit  $C_A - C_D$  saadaan vähentämällä vaiheita 3 ja 4 integroivien integraattoreiden annosta vaiheiden 1 ja 2 aikana aktiivisten integraattoreiden annot. Stokesin parametrien alkuarvojen laskenta kestäisi yhdellä 68HC11 mikrokontrollerilla niin kauan, ettei se muiden tehtäviensä ohessa kykenisi reaaliaikaiseen laskentaan. Koska tämän työn lähtökohtana on nimenomaan ollut Stokesin parametrien alkuarvojen reaaliaikainen laskenta, on tämä laskentatehtävä jaettu digitaalisien 1 ja 2 kontrollereiden kesken niin, että digitaalisassa 1 lasketaan Stokesin parametrit  $U$  ja  $V$  ja digitaalisassa 2 Stokesin parametrit  $I$  ja  $Q$ .



#### 6.4.1 Digitaaliosan 1 ohjelma

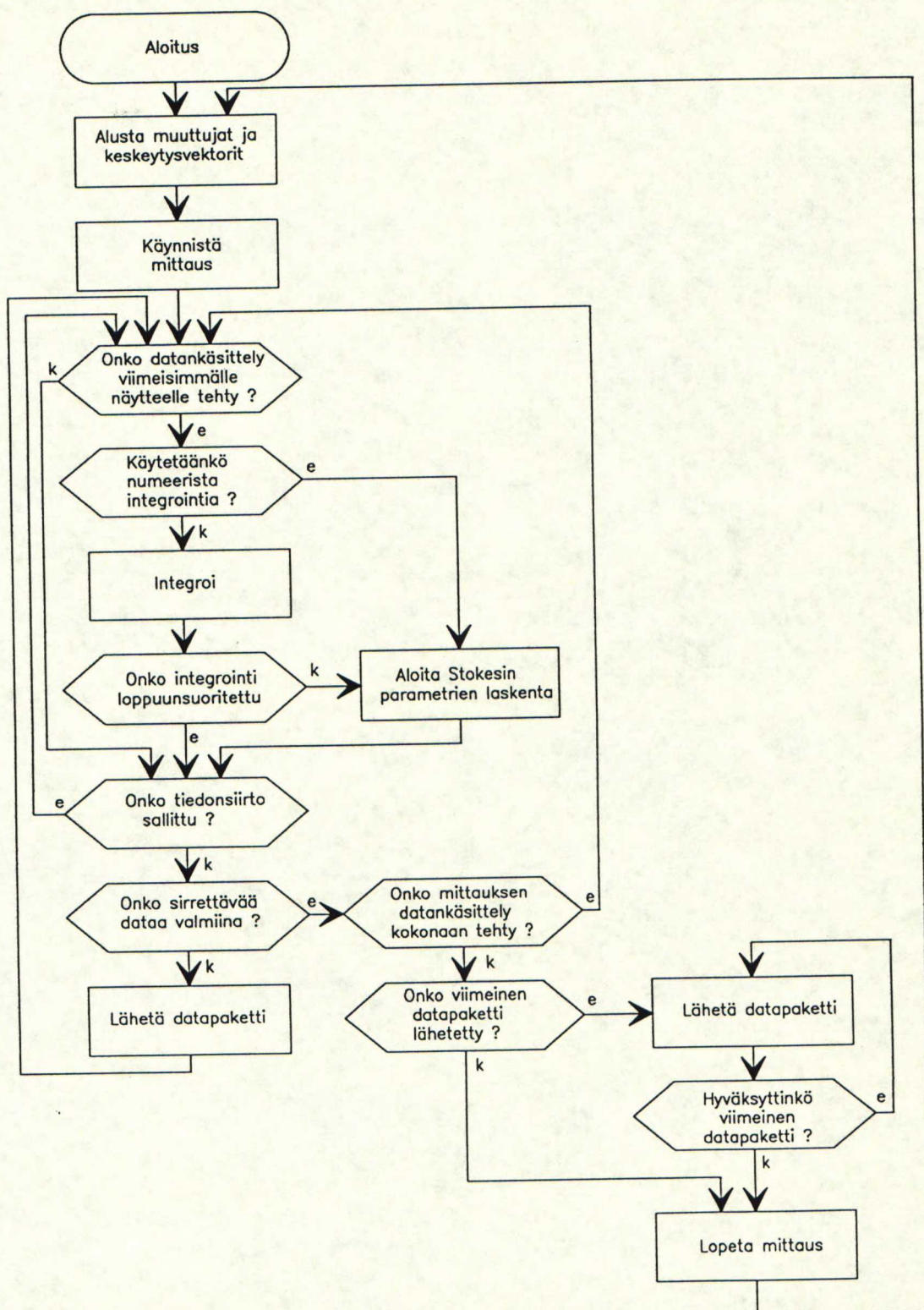
Kuvassa 6-16 on digitaaliosan 1 mittausohjelman vuokaavio. Mittausohjelma käyttää näiden lisäksi kolmea keskeytyksistä käynnistyvää aliohjelmaa. 68HC11 mikrokontrollerissa on kaksi nastaa oheislaitteiden antamille keskeytyspyynnöille.

Integraattoreiden antojännitteiden A/D-muunnoksien suorittavan aliohjelman käynnistävä keskeytyspyyntö on kuvien 6-8 ja 6-11 signaali IRQ. Ohjelmoitava laskurimoduli MC68B40 generoi tämän keskeytyksen, kun näytteenottopiirin ohjaussignaalin muodostava laskuri aloittaa uuden jaksen. A/D-muunnosten suorittamisen ajaksi estetään muiden keskeytyspyyntöjen käsittely. Seuraavaksi muunnettava jännite vaihdetaan muuntimen ottojännitteeksi käynnissä olevan muunnoksen aikana. Kun kaikki 8 muunnosta on tehty, päivitetään osoitinta, joka kertoo missä kohdassa muistia viimeisimmät muunnostulokset ovat. Ennen poistumista aliohjelmasta kuitataan keskeytys käsitellyksi ja sallitaan jälleen keskeytyspyyntöjen käsittely. Talletettavien muunnosten välisen ajan A/D-muunnin voitaisiin laittaa suorittamaan kalibrointia, mutta tätä mahdollisuutta ei ole käytetty ohjelman nykyisessä versiossa, koska ennen mittauksen alkua tehtävä kalibrointi takaa riittävän tarkkuuden.

Muut kaksi keskeytystä liittyvät digitaaliosien väliseen HDLC-standardin mukaiseen tiedonsiirtoon. Digitaaliosan 1 lähettämän kehyksen kuittauspaketin saapuminen havaitaan kuvien 6-8 ja 6-11 keskeytyssignaalin INT avulla. Signaali on aktiivinen eli tilassa nolla, kun kontrolleri MC68B54 on aloittanut HDLC-standardin mukaisen kehyksen vastaanoton. Kun vastaanotetaan digitaaliosan 2 lähettämä kuittauskehys tiedetään, että edellinen kehys siirtyi virheettää. Tällöin sallitaan uuden kehyksen lähetys. Jos kuitenkin vastaanotetussa kuittauskehyksessä oli virhe, sallitaan tiedonsiirto, muttei päivitetä onnistuneen siirron muistin osoitinta vaan lähetetään uudelleen edellinen kehys. Kuittauskehyksessä digitaaliosa 2 kertoo, jollei se ole valmiina vastaanottamaan uusia kehyksiä. Digitaaliosa 2 ei vastaanota informaatiota digitaaliosasta 1 siirtäessään tietoa MicroVAX II -tietokoneelle. Kun vastaanotetaan tällainen kuittauskehys, ei uusien kehyksien lähettäminen ole sallittua ennen kuin on vastaanotettu kuittauskehys, joka ilmoittaa digitaaliosan 2 olevan valmiina vastaanottamaan kehyksiä.

Jos siirrossa digitaaliosasta 1 digitaaliosaan 2 on ollut virhe, ei digitaaliosa 2 lähetä kuittauskehystä. Tämän mahdollisuuden havainnointiin käytetään kolmatta keskeytystä, joka saadaan 68HC11 kontrollerin sisäisen laskurin generoimana, kun viimeisen paketin lähetyksestä on kulunut 300  $\mu$ s. Uuden kehyksen lähetys ei ole sallittu ennen kuin edelliseen on tullut vastaus tai on kulunut niin paljon aikaa, että vastauksen olisi pitänyt saapua. Jos kuittauskehystä ei tullut 300 mikrosekunnin sisällä lähetyksestä, katsotaan lähetys virheelliseksi ja saman informaation sisältävän kehyksen uudelleenlähetys sallitaan.





Kuva 6-16. Digitaaliosan 1 mittausohjelman vuokaavio.



Pääohjelma sisältää hyppyä kuvassa 6-16 näkyviin aliohjelmiin, joissa on varsinaiset suoritettavat toiminnot, sekä myöskin kuvassa 6-16 näkyvät vertailuoperaatiot.

Alusta muuttujat ja keskeytysvektorit -aliohjelmassa tehdään juuri se mitä aliohjelman nimi antaa ymmärtää. Lisäksi tässä aliohjelmassa suoritetaan A/D-muuntimen ja näytteenottopiirien kalibrointi ja alustetaan myös piirit MC68HC54 ja MC68HC40. Integraattoreiden nollaussignaali käynnistetään sellaisena, että se on tilassa yksi  $2\ \mu\text{s}$  ja tilassa nolla  $6\ \mu\text{s}$ . Aliohjelmassa määritellään myös kaksisuuntaisten I/O-porttien käytettävät suunnat.

Käynnistä mittaus -aliohjelmassa avataan HDLC siirron yhteys. Kun ohjelma on saanut mittausparametrit, jotka kertovat integrointiajan millisekunnin monikertoina ja koko mittauksen kestoajan integrointiajan monikertoina, se ryhtyy odottamaan seuraavaa sekuntipulssia. Tasasekunnin havaittuaan ohjelma muuttaa integraattoreiden nollauksen pulssimuodon oikeaksi ja käynnistää laskurit niin, että millisekunnin kohdalla ensin päättyy näytteenottopulssi, sitten  $0^\circ/180^\circ$  vaiheensiirtimen ohjauspulssi ja lopuksi integraattoreiden nollauspulssi. Näytteenottopulssin loppumisen ja integraattoreiden nollauspulssien välissä on yhden näiden laskurien kellojakson pituinen varoaika. Aliohjelman lopuksi sallitaan keskeytyspyyntöjen käsittely.

Integro-i-aliohjelmassa lasketaan keskiarvo integrointiajan aikana muunnetuista analogisten integraattoreiden jännitteistä. Kun käytetään yhden millisekunnin integrointiaikaa, ei tätä aliohjelmaa käytetä lainkaan.

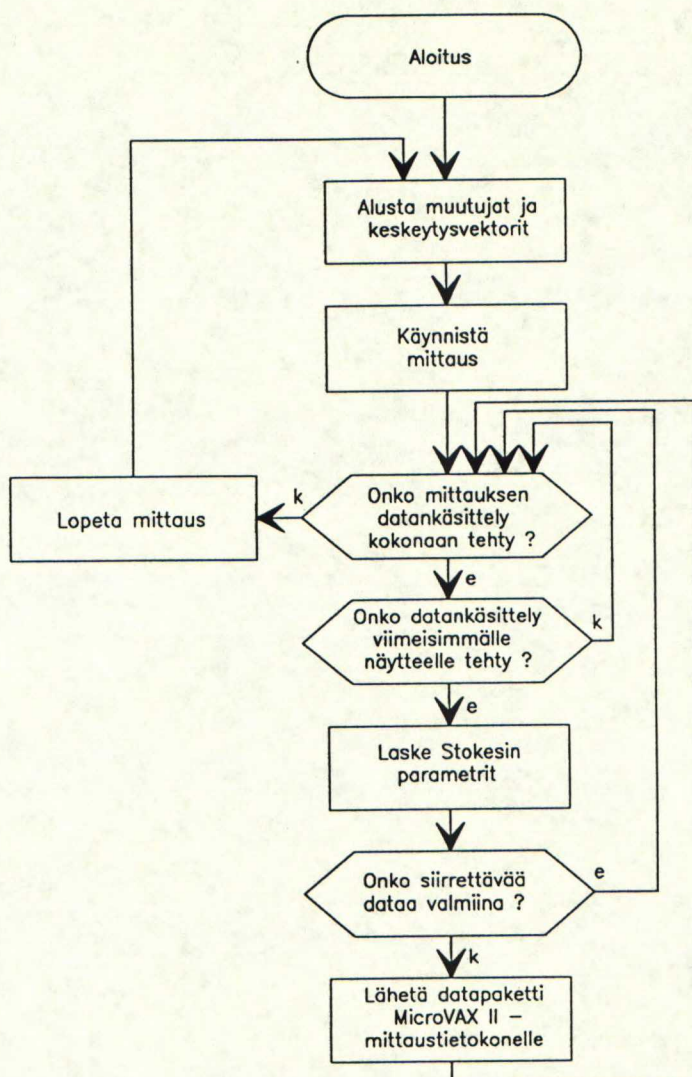
Aloita Stokesin parametrien laskenta -aliohjelmassa lasketaan  $U$  ja  $V$  sekä siirretään kokonaistehokanavien muunnostulokset laskettujen Stokesin parametrien jälkeisiin muistipaikkoihin tiedonsiirtoa varten. Stokesin parametrien lasketut arvot ilmoitetaan 16 bittisinä kahden komplementtiesitysmuotoisina kokonaislukuina. Koska kohinadiodin aiheuttama tehonnousu on niin pieni verrattuna odotettavaan maksimitehoon, tarvitsee vaiheet 3 ja 4 sisältävistä integrointituloksista siirtää vain vähiten merkitsevät 8 bittiä.

Lähetä datapaketti -aliohjelma lähettää HDLC-standardin mukaisen informaatiota sisältävän kehyksen, jonka sisältönä on neljän integroinnin Stokesin parametrit  $U$  ja  $V$  sekä kokonaistehokanavien integraatiotulokset. Kaikkiaan lähetetään 40 kahdeksanbittistä tavua, joten informaatiokentän pituus on 320 bittiä. Viimeiset mittaustulokset sisältävän kehyksen sisällössä voi tietenkin olla myös vähemmän kuin neljän integroinnin tulokset.

#### 6.4.2 Digitaaliosan 2 ohjelma

Digitaaliosan 2 ohjelman rakenne on hyvin samankaltainen kuin digitaaliosan 1





Kuva 6-17. Digitaalisosan 2 mittausohjelman vuokaavio.

ohjelman. Pääohjelmasta tulee hieman yksinkertaisempi, koska rinnakkaisessa tiedonsiirrossa MicroVAX II -tietokoneelle ei oleteta tapahtuvan virheitä.

Alusta muuttujat ja keskeytysvektorit -aliohjelmassa annetaan alkuarvot muuttujille, annetaan keskeytyksistä käynnistyvien aliohjelmien osoitteet keskeytysvektoreihin, annetaan kontrollerin MC68B54 asetukset sekä valitaan kaksisuuntaisten I/O-porttien käytettävät suunnat.

Käynnistä mittaus -aliohjelmassa luetaan mikroVAX II -tietokoneesta mittausparametrit integrointiaika, mittauksen kesto sekä piirturille välitettävä Stokesin parametri. Integrointiaika esitetään 8 bittisenä positiivisena kokonaislukuna, mittauksen kesto 16 bittisenä positiivisena kokonaislukuna ja piirturille menevän analogiasignaali valitaan taulukon 6-3 mukaisesti. Näistä mittausparametreista kaksi ensimmäistä välitetään myös digitaalisosaan 1.



Taulukko 6-3. Piirturille menevän analogiasignaalin valintaparametrin eri mahdollisuudet

valintaparametrin arvo	piirturille menevä signaali
0	Stokesin parametri $I$
1	Stokesin parametri $Q$
2	Stokesin parametri $U$
3	Stokesin parametri $V$
4	kokonaistehokanava A
5	kokonaistehokanava D

Laske Stokesin parametrit -alihjelmassa lasketaan Stokesin parametrit  $I$  ja  $Q$ , jotka myöskin esitetään 16 bittisinä kahden komplementtiesityksen kokonaisluukuina. Digitaalisiosassa 1 lasketut Stokesin parametrit  $U$  ja  $V$  siirretään muistissa juuri laskettujen  $I$ :n ja  $Q$ :n perään. Aliohjelmassa päivitetään muuttujaa, joka ilmoittaa, koska pitää siirtää data MicroVAX II -tietokoneeseen. Tiedonsiirto tehdään, kun Stokesin parametrien säilyttämiseen varattu muistialue on täynnä tai kun mittauksen viimeisetkin Stokesin parametrit on laskettu.

Lähetä datapaketti MicroVAX II -mittaustietikoneelle -alihjelmassa suoritetaan rinnakkainen tiedonsiirto MicroVAX II -tietokoneeseen sen DMA-korttia käyttäen. Tämän tiedonsiirron aikana ei digitaalisiosa 2 vastaanota HDLC-standardin mukaisia kehyksiä digitaalisiosasta 1. Digitaalisiosasta 1 vastaanotetun datan ja valmiiden Stokesin parametrien säilytykseen on varattu muistia niin, että kumpaankin muistilohkoon mahtuu yhtä monta näytettä. Muiden kuin viimeiset Stokesin parametrit sisältäneen datapaketin siirron jälkeen aliohjelma lähettää digitaalisiosaan 1 HDLC-standardin mukaisen kehyksen, jossa ilmoitetaan, että digitaalisiosa 2 on taas valmis vastaanottamaan uusia kehyksiä.

Digitaalisiosan 2 ohjelmassa on kolme keskeytyksestä käynnistyvää aliohjelmaa, joita ei näy kuvan 6-17 vuokaaviosta. Myöskin digitaalisiosan 2 kontrolleri MC68B54 aiheuttaa keskeytyksen, havaittuaan uuden kehyksen vastaanoton alkaneen. Aliohjelma vastaanottaa kehyksen digitaalisiosasta 1 ja siirtää datan muistiin. Jos vastaanotetussa kehyksessä oli virhe, ei aliohjelma päivitä vastaanotetun datan muistin osoitinta eikä lähetä kuittauskehystä. Jos kehys vastaanotettiin virhettömästi, päivitetään vastaanotetun datan muistin osoitinta ja lähetetään kuittauskehys. Kun vastaanotetun datan muistialue on täynnä lähetetään kuittauskehys, joka kertoo ettei digitaalisiosa 2 ole valmis vastaanottamaan uusia kehyksiä. Muulloin lähetetään kehys, jossa ilmoitetaan, että digitaalisiosa 2 on valmis vastaanottamaan uuden kehyksen. HDLC-standardin mukaiset informaatiokehykset numeroidaan kolmella bitillä. Aliohjelma tarkistaa onnistuneen kehyksen vastaanoton jälkeen, joko tämän numeroinen informaatiokehys on vastaanotettu ja talletettu muistiin. Jos informaatiokehys on jo kertaalleen talletettu muistiin, ei tietenkään päivitetä vastaanotetun datan muistin osoitinta, mutta lähetetään kuittauskehys.



Kun lähetä datapaketti MicroVAX II -tietokoneelle -aliohjelma on lähettänyt digitaaliosaan 1 kuittauskehyksen, 68HC11 käynnistää sisäisen laskurinsa, joka aiheuttaa keskeytyksen 1 millisekunnin kuluttua, ellei sitä estetä. Jos tämän laskurin aiheuttama keskeytys tapahtuu ei digitaaliosa 1 ole havainnut, että digitaaliosa 2 on taas valmis vastaanottamaan uusia kehyksiä. Tämä keskeytysaliohjelma lähettää uudelleen kuittauskehyksen ja uudelleen käynnistää laskurin siltä varalta, ettei digitaaliosa 1 vielääkään havaitse kuittauskehystä.

Myös piirturin analogia-annon päivityksen ajoitus hoidetaan mikrokontrollerin sisäisen laskurin tahdittamana. Kun tämä laskurin aiheuttama keskeytys tapahtuu, muuttaa kyseinen keskeytysaliohjelma D/A-muuntimen avulla piirturille uuden jännitteen. Samalla kuin keskeytys käsitellään kuitatuksi asetetaan laskurille seuraavaan keskeytykseen kuluva aika.



## 7 Polarisaatiomittausjärjestelmän jatkokehitys

Tämän työn yhteydessä toteutettiin integrointi- ja prosessointiyksikö toimimaan jo olemassa olevan 37 GHz korreloivan polarimetrin yhteydessä. Tätä tehtävää varten valmistettiin kuvan 6-1 mukaisesti yksi analogiakortti. Kyseinen korreloiva polarimetri ei varmastikaan tule olemaan ainoa vastaanotin, jolla tehdään polarisaatiomittauksia. Integrointi- ja prosessointiyksikön suunnittelussa on huomioitu mahdollisuus sen toimisesta myös muiden korreloivien polarimetrien kanssa. Integrointi- ja prosessointiyksikön digitaaliosan 1 prosessori- ja A/D-muunninkortit sekä analogiakortin yhdistävällä emokortilla on liittimet myös kahdelle muulle analogiakortille. Tämä mahdollistaa kolmen korreloivan polarimetrin samanaikaisen käytön. Jos tulevaisuudessa Metsähovin radiotutkimusasemalla on käytössä enemmän kuin kolme polarimetriä, joiden antojännitteiden erilaiset tasot edellyttävät erilaista analogista integrointia, voidaan silti käyttää nyt rakennettua integrointi- ja prosessointiyksikköä. Silloin pitää vastaanottimen vaihdon yhteydessä myös vaihtaa jokin integrointi- ja prosessointiyksikön analogiakorteista.

Vahvistusvaihteluiden poistamiseen käytetyt algoritmit sovivat sellaisenaan myös ympyräpolaroituneita komponentteja vastaanottavan korreloivan polarimetrin käyttöön. Silloin pitää vaan muistaa, että saadut tulokset merkitsevät eri Stokesin parametrejä kaavojen 2-29 – 2-32 mukaisesti. Edellisen johdosta myös ympyräpolarisaatioerottimen sisältäviä korreloivia polarimetrejä voidaan käyttää. Polarisaatioerottimen tyyppin valinnalla on sikäli merkitystä, että korreloivan polarimetrin ristikorrelaatiokanavissa on vähemmän mittausta hättävää kohinaa kuin kokonaisu-tehokanavissa. Tämä johtuu yksinkertaisesti siitä, ettei polarisaatioerottimen jälkeisten eri haarojen komponenttien aiheuttama kohina ole täydellisesti korreloitua.

Integrointi- ja prosessointiyksikkö sopii myös kvasaaritutkimuksessa käytettäväksi. Kvasaaritutkimuksessa käytettävät integrointiajat ovat monta kertaluokkaa pidempiä kuin yksi millisekunti, joka on aurinkotutkimuksen minimi-integrointiajasta johtuva analogisen integroinnin pituus. Tästä syystä on kvasaarien mittausta varten järkevää suunnitella analogiakortti hieman pidempää analogista integrointia suorittavaksi. Myös digitaaliosan 1 ohjausjännitteiden muodostusta pitää siinä tapauksessa ohjelmallisesti muuttaa. Tätä ei valitettavasti ole nykyiseen ohjelmaan valmiiksi sisällytetty.

Polarisaatiomittausten suorittamista useilla eri korreloivilla polarimetreillä voidaan kehittää myös niin, että integrointi- ja prosessointiyksikön lisäksi myös korrelaattorit ja diodi-ilmaisimet olisivat eri vastaanottimien yhteisiä. Tämä konsepti edellyttää, että eri vastaanottimien välitaajuuskaistat sekä välitaajuiset tehot ovat eri vastaanottimilla samat.



## 8 Yhteenveto

Tämän työn yhteydessä toteutettu integrointi- ja prosessointiyksikkö toteuttaa kaikki sille luvussa 6.1 esitetyt tehtävät. Näistä tehtävistä integrointi- ja prosessointiyksikkö suoriutuu reaaliajassa käytettäessä yhden millisekunnin integrointiaikaa. Koska osaan näistä tehtävistä tarvittiin myös mikrokontrollereita, myös näiden mikrokontrollereiden ohjelmien tekeminen kuului osana tähän työhön. Suurin osa tähän työhön käytetystä ajasta on kulunut näiden ohjelmien tekemiseen. Yhden millisekunnin aikaresoluutiolla ei ole tahtonut jäädä kovin paljon aikaa Stokesin parametrien alkuarvojen laskemiseen. Stokesin parametrien alkuarvot tarkoittavat tässä sitä, että vahvistusvaihtelut ja vaihevirheet on kalibroitu. Ilmakehän ja vastaanottimen kohinan poisto ja Müllerin matriisin käänteismatriisilla kertominen jää edelleen myöhempään datankäsittelyyn kuuluvaksi.



## Viitteet

- [1] Verschuur, G. L. & Kellermann, K. I. (toim.) *Galactic and Extra Galactic Radio Astronomy*. 2. p. Berlin 1988, Springer-Verlag. 694 s.
- [2] Alinikula, P. *Korreloiva 37 GHz:n polarisaatiovastaanotin aurinkotutkimukseen*. Diplomityö TKK, Otaniemi 1988. 54 s.
- [3] Turlo, Z., Forket T., Sieber W. & Wilson W. *Calibration of instrumental polarization of radio telescopes*. *Astronomy and Astrophysics* 142(1985), s. 181 – 188.
- [4] Kraus, J., *Radio Astronomy*. 2. p. Powell, Ohio 1986. Cygnus-Quasar Books. 691 s.
- [5] Bruggmann G. & Magun, A. *Temporal and spectral characteristics of circular polarization of solar microwave bursts*. *Astronomy and Astrophysics* 239(1990) 1/2, s. 347 – 355.
- [6] Barvainis, R. & Predmore, C. R. *Time variability of the 87 GHz linear polarization and flux density of active extragalactic objects*. *The Astrophysical Journal* 282(1984) 2, s. 402 – 411.
- [7] Aller, H., D., Aller M., F., Latimer, G., E. & Hodge, P., E. *Spectra and linear polarization of extragalactic variable sources at centimeter wavelengths*. *The Astrophysical Journal Supplement Series* 59(1985) 4, s. 513 – 768
- [8] Degushi, S. & Watson, W., D. *Linear polarization of molecular lines at radio frequencies*. *The Astrophysical Journal* 285(1984) 1, s. 126 – 133.
- [9] Kylafis, N., D. *Polarization of interstellar molecular radiofrequency absorption lines*. *The Astrophysical Journal* 272(1983) 1, s. L35 – L39.
- [10] Kylafis, N., D. *Linear polarization of interstellar radio-frequency absorption lines and magnetic field direction*. *The Astrophysical Journal* 275(1983) 1, s. 135 – 144.
- [11] Rohlfs, K. *Tools of Radio Astronomy*. London 1986, Springer-Verlag. 319 s.
- [12] Akabe, K. *A polarimeter in microwave region*. *Proceedings of IRE* 46(1958) 1, s. 194 – 199.
- [13] Saarnimo, T. *Polarisaation mittaukseen sopivan 37 GHz radiometrin suunnittelu ja toteutus*. Diplomityö TKK, Otaniemi 1987. 60 s.
- [14] Salonen, E. *Polarisaatiomittausjärjestelmä millimetrialtoalueen astronomisiin tutkimuksiin*. *Lisensiaattityö* TKK, Otaniemi 1986. 88 s.
- [15] Thiel, M., A., F. *Error calculation of polarization measurements*. *Journal of Optical Society of America* 66(1976) 1, s. 65 – 67.



- [16] Lindell, I., V. *Antenniteoria*. Espoo 1986, Otakustantamo. 222s.
- [17] Costa, J., E., R., Kaufmann, P. & Takakura T. *Timing analysis of hard X-ray emission and 22 GHz flux and polarization in a solar burst*. Solar Physics 95(1984) 2, s. 369 – 378.
- [18] Roberge, J., K. *Operational Amplifiers: Theory and Practice*. New York 1975, John Wiley & Sons, Inc. 659 s.
- [19] Sheingold, D., H. (toim.) *Analog-Digital Conversion Handbook*. 3. p. Englewood Cliffs 1986, Prentice-Hall. 672 s.
- [20] Millman, J. *Microelectronics: Digital and Analog Circuits and Systems*. Auckland 1979, McGraw-Hill International Book Company. 881.
- [21] *Microprocessor, Microcontroller and Peripheral Data*. Motorola Inc. 1988
- [22] *Data Book Vol 1: Analog/Digital Conversion IC's*. Crystal Semiconductor Corporation 1990
- [23] Karttunen, H., Oja, H., Kröger, P. & Poutanen, M. (toim.) *Tähtitieteen perusteet*. Helsinki 1984, Tähtitieteellinen yhdistys Ursa. 632 s.
- [24] Woolard, E., W. & Clemence, G., M. *Spherical Astronomy* New York 1966, Academic Press. 453 s.



## Liite A: Polarisaatiolevyn jälkeinen $y$ -akselin suuntainen tehotiheys polarisaatiolevyn asennon funktiona

Ajan funktiona pyörivä sähkökenttävektori  $\mathbf{E}$  voidaan jakaa kahteen ortogonaaliseen komponenttiin. Kuvassa 4-1 on sähkökenttävektori jaettu  $x$ - ja  $y$ -akselin suuntaisiin  $E_x$  ja  $E_y$  sekä polarisaatiolevyn hitaan ja nopean komponentin suuntaisiin  $E_s$  ja  $E_f$  komponentteihin. Kun  $\theta$  on  $x$ -akselin ja polarisaatiolevyn nopean komponentin välinen kulma, saadaan  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisten kenttien projektiot polarisaatiolevyn nopean ja hitaan komponentin suuntaisille akseleille seuraavasti

$$E_s = E_x \cos \theta + E_y \cos(\pi/2 - \theta) = E_x \cos \theta + E_y \sin \theta \quad (\text{A-1})$$

$$E_f = E_x \cos(\pi/2 - \theta) + E_y \cos(\pi - \theta) = E_x \sin \theta - E_y \cos \theta. \quad (\text{A-2})$$

Kun lisätään edellisiin yhtälöihin yhtälöiden 2-8 ja 2-9 antamat  $x$ - ja  $y$ -akselien suuntaisten komponenttien aikariippuvuudet, saadaan

$$E_s = E_1 \sin \omega t \cos \theta + E_2 \sin(\omega t + \delta) \sin \theta \quad (\text{A-3})$$

$$E_f = E_1 \sin \omega t \sin \theta - E_2 \sin(\omega t + \delta) \cos \theta. \quad (\text{A-4})$$

Ideaalinen polarisaatiolevy aiheuttaa nopean ja hitaan komponentin välille  $\phi$ :n suuruisen vaihe-eron, joten polarisaatiolevyn jälkeiset polarisaatiolevyn mukaiset sähkökentät ovat

$$E_{os} = E_1 \sin(\omega t - \phi) \cos \theta + E_2 \sin(\omega t + \delta - \phi) \sin \theta \quad (\text{A-5})$$

$$E_{of} = E_1 \sin \omega t \sin \theta - E_2 \sin(\omega t + \delta) \cos \theta. \quad (\text{A-6})$$

Koska vastaanottimen syöttötorvi on niin, että ainoastaan  $y$ -akselin suuntainen sähkökenttä pystyy etenemään, tarkastellaan vain  $y$ -akselin suuntaista sähkökenttää, joka saadaan polarisaatiolevyn hitaan ja nopean komponentin suunnan mukaisten sähkökenttien projektioden summana

$$\begin{aligned} E_{oy} &= E_{os} \sin \theta - E_{of} \cos \theta = E_1 \sin \theta \cos \theta [\sin(\omega t - \phi) - \sin \omega t] \\ &\quad + E_2 [\sin^2 \theta \sin(\omega t + \delta - \phi) + \cos^2 \theta \sin(\omega t + \delta)]. \end{aligned} \quad (\text{A-7})$$

Kun käytetään sinin ja kosinin summan muunnoskaavoja sekä trigonometrisiä yhtälöitä  $\sin^2 \alpha = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\alpha$ ,  $\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha$  ja  $\sin \alpha \cos \alpha = \frac{1}{2} \sin 2\alpha$  saadaan edellinen yhtälö kehitettyä muotoon

$$\begin{aligned} E_{oy} &= \frac{1}{2} E_1 \sin 2\theta (\sin \omega t \cos \phi - \cos \omega t \sin \phi - \sin \omega t) \\ &\quad + E_2 \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) [\sin(\omega t + \delta) \cos \phi - \cos(\omega t + \delta) \sin \phi] \\ &\quad + E_2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) (\sin \omega t \cos \delta + \cos \omega t \sin \delta) \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} E_1 \sin 2\theta (\sin \omega t \cos \phi - \cos \omega t \sin \phi - \sin \omega t) \\
&\quad + \frac{1}{2} E_2 (\sin \omega t \cos \delta \cos \phi + \cos \omega t \sin \delta \cos \phi - \cos \omega t \cos \delta \sin \phi + \sin \omega t \sin \delta \sin \phi) \\
&\quad - \frac{1}{2} E_2 \cos 2\theta (\sin \omega t \cos \delta \cos \phi + \cos \omega t \sin \delta \cos \phi - \cos \omega t \cos \delta \sin \phi + \sin \omega t \sin \delta \sin \phi) \\
&\quad + \frac{1}{2} E_2 (\sin \omega t \cos \delta + \cos \omega t \sin \delta) \\
&\quad + \frac{1}{2} \cos 2\theta (\sin \omega t \cos \delta + \cos \omega t \sin \delta) \\
&= \frac{1}{2} \sin \omega t \{ E_2 [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad + E_2 \cos 2\theta [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad - E_1 \sin 2\theta (1 - \cos \phi) \} \\
&\quad + \frac{1}{2} \cos \omega t \{ E_2 [\sin \delta (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin \phi] \\
&\quad + E_2 \cos 2\theta [\sin \delta (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin \phi] \\
&\quad - E_1 \sin 2\theta \sin \phi \}
\end{aligned} \tag{A-8}$$

Vastaanottimen antojännite on tehotiheyteen eli sähkökentän neliön aikakeskiarvoon verrannollinen, jolloin on voimassa seuraavat kaavat  $\langle \sin^2 \omega t \rangle = \frac{1}{2}$ ,  $\langle \cos^2 \omega t \rangle = \frac{1}{2}$  ja  $\langle \sin \omega t \cos \omega t \rangle = 0$ . Näiden kaavojen avulla saadaan vastaanotettu tehotiheys

$$\begin{aligned}
\langle E_{oy}^2 \rangle &= \frac{1}{8} \langle E_2^2 [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi]^2 \\
&\quad + E_2^2 \cos^2 2\theta [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi]^2 \\
&\quad + E_1^2 \sin^2 2\theta (1 - \cos \phi)^2 \\
&\quad + 2 E_2^2 \cos 2\theta [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi] [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad - 2 E_1 E_2 \sin 2\theta (1 - \cos \phi) [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad - 2 E_1 E_2 \sin 2\theta \cos 2\theta (1 - \cos \phi) [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad + E_2^2 [\sin \delta (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin \phi]^2 \\
&\quad + E_2^2 \cos^2 2\theta [\sin \delta (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin \phi]^2 \\
&\quad + E_1^2 \sin^2 2\theta \sin^2 \phi \\
&\quad + 2 E_2^2 \cos 2\theta [\sin \delta (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin \phi] [\sin \delta (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin \phi] \\
&\quad - 2 E_1 E_2 \sin 2\theta \sin \phi [\sin \delta (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin \phi] \\
&\quad - 2 E_1 E_2 \sin 2\theta \cos 2\theta \sin \phi [\sin \delta (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin \phi] \rangle \\
&= \frac{1}{8} \langle E_2^2 [\cos^2 \delta (1 + \cos \phi)^2 + \sin^2 \delta \sin^2 \phi + 2 \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 + \cos \phi)] \\
&\quad + E_2^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 4\theta \right) [\cos^2 \delta (1 - \cos \phi)^2 + \sin^2 \delta \sin^2 \phi - 2 \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 - \cos \phi)] \\
&\quad + E_1^2 \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 4\theta \right) (1 - \cos \phi)^2 \\
&\quad + 2 E_2^2 \cos 2\theta [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi] [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad - 2 E_1 E_2 \sin 2\theta (1 - \cos \phi) [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad - E_1 E_2 \sin 4\theta (1 - \cos \phi) [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi] \\
&\quad + E_2^2 [\sin^2 \delta (1 + \cos \phi)^2 + \cos^2 \delta \sin^2 \phi - 2 \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 + \cos \phi)] \\
&\quad + E_2^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 4\theta \right) [\sin^2 \delta (1 - \cos \phi)^2 + \cos^2 \delta \sin^2 \phi + 2 \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 - \cos \phi)] \\
&\quad + 2 E_2^2 \cos 2\theta [\sin \delta (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin \phi] [\sin \delta (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin \phi] \rangle
\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
& +E_1^2\left(\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\cos 4\theta\right)\sin^2\phi \\
& -2E_1E_2\sin 2\theta\sin\phi[\sin\delta(1+\cos\phi)-\cos\delta\sin\phi] \\
& -E_1E_2\sin 4\theta\sin\phi[\sin\delta(1-\cos\phi)+\cos\delta\sin\phi] > .
\end{aligned} \tag{A-9}$$

Yhtälöstä A-9 lasketaan erikseen  $\theta$ :sta riippumattomat,  $\cos 4\theta$ ,  $\cos 2\theta$ ,  $\sin 4\theta$  ja  $\sin 2\theta$  sisältävät termit ja muokataan ne Stokesin parametrien mukaiseksi:

'vakiotermi'  $D$  on

$$\begin{aligned}
D &= \frac{1}{8} < E_2^2[\cos^2\delta(1+\cos\phi)^2 + \sin^2\delta\sin^2\phi + 2\sin\delta\cos\delta\sin\phi(1+\cos\phi) \\
& + \frac{1}{2}\cos^2\delta(1-\cos\phi)^2 + \frac{1}{2}\sin^2\delta\sin^2\phi - \sin\delta\cos\delta\sin\phi(1-\cos\phi) \\
& + \sin^2\delta(1+\cos\phi)^2 + \cos^2\delta\sin^2\phi - 2\sin\delta\cos\delta\sin\phi(1+\cos\phi) \\
& + \frac{1}{2}\sin^2\delta(1-\cos\phi)^2 + \frac{1}{2}\cos^2\delta\sin^2\phi + \sin\delta\cos\delta\sin\phi(1-\cos\phi)] \\
& + \frac{1}{2}E_1^2[(1-\cos\theta)^2 + \sin^2\theta] > \\
&= \frac{1}{8} < E_2^2[(1+\cos\phi)^2 + \sin^2\phi + \frac{1}{2}(1-\cos\phi)^2 + \frac{1}{2}\sin^2\phi] \\
& + \frac{1}{2}E_1^2(1+\cos^2\phi - 2\cos\phi + \sin^2\phi) > \\
&= \frac{1}{8} < E_2^2(1+\cos^2\phi + 2\cos\phi + \sin^2\phi + \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos^2\phi - \cos\phi + \frac{1}{2}\sin\phi) \\
& + E_1^2(1-\cos\phi) > \\
&= \frac{1}{8} < E_2^2(3+\cos\phi) + E_1^2(1-\cos\phi) > \\
&= \frac{1}{4}(< E_1^2 > + < E_2^2 >) - \frac{1}{8}(< E_1^2 > - < E_2^2 >)(1+\cos\phi) \\
&= \frac{1}{2}(< \hat{E}_1^2 > + < \hat{E}_2^2 >) - \frac{1}{4}(< \hat{E}_1^2 > - < \hat{E}_2^2 >)(1+\cos\phi) \\
&= \frac{1}{2}I - \frac{1}{4}Q(1+\cos\phi),
\end{aligned} \tag{A-10}$$

$\cos 4\theta$  termi  $C4$  on

$$\begin{aligned}
C4 &= \frac{1}{16} \cos 4\theta < E_2^2[\cos^2\delta(1-\cos\phi)^2 + \sin^2\delta\sin^2\phi - 2\sin\delta\cos\delta\sin\phi(1-\cos\phi) \\
& + \sin^2\delta(1-\cos\phi)^2 + \cos^2\delta\sin^2\phi + 2\sin\delta\cos\delta\sin\phi(1-\cos\phi)] \\
& - E_1^2[(1-\cos\phi)^2 + \sin^2\phi] > \\
&= \frac{1}{16} \cos 4\theta < E_2^2(1+\cos^2\phi - 2\cos\phi + \sin^2\phi) - E_1^2(1+\cos^2\phi - 2\cos\phi + \sin^2\phi) > \\
&= -\frac{1}{4} \cos 4\theta (< \hat{E}_1^2 > - < \hat{E}_2^2 >)(1-\cos\phi) \\
&= -\frac{1}{4} Q(1-\cos\phi) \cos 4\theta,
\end{aligned} \tag{A-11}$$



sin 2θ termi S2 on

$$\begin{aligned}
 S2 &= -\frac{1}{8} < 2E_1 E_2 \sin 2\theta \{ (1 - \cos \phi) [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi] \\
 &\quad + \sin \phi [\sin \delta (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin \phi] \} > \\
 &= -\frac{1}{8} < 2E_1 E_2 \sin 2\theta [\cos \delta (1 - \cos^2 \phi) + \sin \delta \sin \phi (1 - \cos \phi) \\
 &\quad + \sin \delta \sin \phi (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin^2 \phi] > \\
 &= -\frac{1}{4} < 2E_1 E_2 \sin \delta > \sin \phi \sin 2\theta \\
 &= -\frac{1}{2} V \sin \phi \sin 2\theta,
 \end{aligned} \tag{A-12}$$

sin 4θ termi S4 on

$$\begin{aligned}
 S4 &= -\frac{1}{8} \sin 4\theta < E_1 E_2 \{ (1 - \cos \phi) [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi] \\
 &\quad + \sin \phi [\sin \delta (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin \phi] \} > \\
 &= -\frac{1}{8} \sin 4\theta < E_1 E_2 [\cos \delta (1 - \cos \phi)^2 - \sin \delta \sin \phi (1 - \cos \phi) \\
 &\quad + \sin \delta \sin \phi (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin^2 \phi] > \\
 &= -\frac{1}{8} \sin 4\theta < 2E_1 E_2 \cos \delta > (1 - \cos \phi) \\
 &= -\frac{1}{4} U (1 - \cos \phi) \sin 4\theta,
 \end{aligned} \tag{A-13}$$

cos 2θ termi C2 on

$$\begin{aligned}
 C2 &= \frac{1}{8} \cos 2\theta < 2E_2^2 \{ [\cos \delta (1 + \cos \phi) + \sin \delta \sin \phi] [\cos \delta (1 - \cos \phi) - \sin \delta \sin \phi] \\
 &\quad + [\sin \delta (1 + \cos \phi) - \cos \delta \sin \phi] [\sin \delta (1 - \cos \phi) + \cos \delta \sin \phi] \} > \\
 &= \frac{1}{8} \cos 2\theta < 2E_2^2 [\cos^2 \delta (1 - \cos^2 \phi) - \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 + \cos \phi) \\
 &\quad + \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 - \cos \phi) - \sin^2 \delta \sin^2 \phi \\
 &\quad + \sin^2 \delta (1 - \cos^2 \phi) + \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 + \cos \phi) \\
 &\quad - \sin \delta \cos \delta \sin \phi (1 - \cos \phi) - \cos^2 \delta \sin^2 \phi] > \\
 &= \frac{1}{8} \cos 2\theta < 2E_2^2 (1 - \cos^2 \phi - \sin^2 \phi) > \\
 &= 0.
 \end{aligned} \tag{A-14}$$

Yhdistämällä jälleen eri termit yhteen saadaan yhtälöiden A-10 – A-14 summana yhtälö 4-5

$$S_y = \frac{I}{2} - \frac{Q}{4} (1 + \cos \phi) - \frac{Q}{4} (1 - \cos \phi) \cos 4\theta - \frac{U}{4} (1 - \cos \phi) \sin 4\theta - \frac{V}{2} \sin \phi \sin 2\theta. \quad (4-5)$$



## Liite B: Vahvistinvaihteluiden kalibrointialgoritmin antama tulos, kun ristikorrelaatiokanavien B ja C vahvistukset ja vaihevirheet poikkeavat toisistaan

Lasketaan aluksi lineaaripolaroituneen komponentin kalibrointialgoritmin antama tulos, kun vahvistukset ja vaihevirheet eivät kanavilla B ja C ole identtisiä. Laskussa käytetään kaavoja  $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$ ,  $\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$ ,  $\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$ ,  $\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2}$  sekä  $\sin 2\alpha = 2 \sin \alpha \cos \alpha$ . Yhtälön 5-18 oikean puolen

$$2P_{cal} \frac{S_B C_B + S_C C_C}{C_B^2 + C_C^2} \quad (B-1)$$

osittajaksi saadaan

$$\begin{aligned} & S_B C_B + S_C C_C \\ &= \langle G_B \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos(\delta + \alpha_B) \rangle \langle G_B P_{cal} \cos \alpha_B \rangle \\ &\quad + \langle G_C \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin(\delta + \alpha_C) \rangle \langle G_C P_{cal} \sin \alpha_C \rangle \\ &= \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos(\delta + \alpha_B) \cos \alpha_B + G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin(\delta + \alpha_C) \sin \alpha_C \\ &\quad + (G_C^2 - G_B^2) P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin(\delta + \alpha_C) \sin \alpha_C \rangle \\ &= \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\cos(\delta + \alpha_B) \cos \alpha_B + \sin(\delta + \alpha_C) \sin \alpha_C \\ &\quad + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin(\delta + \alpha_C) \sin \alpha_C] \rangle \\ &= \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\frac{1}{2} \cos \delta + \frac{1}{2} \cos(\delta + 2\alpha_B) + \frac{1}{2} \cos \delta - \frac{1}{2} \cos(\delta + 2\alpha_C) \\ &\quad + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} (\sin \delta \cos \alpha_C + \cos \delta \sin \alpha_C) \sin \alpha_C] \rangle \\ &= \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\cos \delta + \sin(\delta + \alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) \\ &\quad + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin \delta \frac{1}{2} \sin 2\alpha_C + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \cos \delta \sin^2 \alpha_C] \rangle \\ &= \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\cos \delta + \sin \delta \cos(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) \\ &\quad + \cos \delta \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{2G_B^2} \sin \delta \sin 2\alpha_C \\ &\quad + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \cos \delta \sin^2 \alpha_C] \rangle \\ &= \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos \delta [1 + \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle \\ &\quad + \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin \delta [\cos(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{2G_B^2} \sin 2\alpha_C] \rangle. \quad (B-2) \end{aligned}$$



Kaavan B-1 nimittäjäksi saadaan

$$\begin{aligned}
& C_B^2 + C_C^2 \\
&= \langle G_B^2 P_{cal}^2 \cos^2 \alpha_B \rangle + \langle G_C^2 P_{cal}^2 \sin^2 \alpha_C \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 [G_B^2 \cos^2 \alpha_B + G_B \sin^2 \alpha_C + (G_C^2 - G_B^2) \sin^2 \alpha_C] \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 G_B^2 [\cos^2 \alpha_B + \sin^2 \alpha_B + (\sin^2 \alpha_C - \sin^2 \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 G_B^2 [1 + (\sin \alpha_C + \sin \alpha_B)(\sin \alpha_C - \sin \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 G_B^2 [1 + 2 \sin \frac{\alpha_C + \alpha_B}{2} \cos \frac{\alpha_C - \alpha_B}{2} 2 \cos \frac{\alpha_C + \alpha_B}{2} \sin \frac{\alpha_C - \alpha_B}{2} \\
&\quad + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 G_B^2 [1 + \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle. \quad (B-3)
\end{aligned}$$

Sijoittamalla yhtälöiden B-2 ja B-3 ratkaisut takaisin kaavaan B-1 saadaan

$$\begin{aligned}
& 2P_{cal} \frac{S_B C_B + S_C C_C}{C_B^2 + C_C^2} \\
&= \frac{2P_{cal} \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos \delta [1 + \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle}{\langle P_{cal}^2 G_B^2 [1 + \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle} \\
&\quad + \frac{2P_{cal} \langle G_B^2 P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin \delta [\cos(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{2G_B^2} \sin 2\alpha_C] \rangle}{\langle P_{cal}^2 G_B^2 [1 + \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C] \rangle} \\
&= U + V \frac{\langle \cos(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{2G_B^2} \sin 2\alpha_C \rangle}{\langle 1 + \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) + \frac{G_C^2 - G_B^2}{G_B^2} \sin^2 \alpha_C \rangle} \quad (5-20)
\end{aligned}$$

Seuraavaksi lasketaan ympyräpolaroituneen komponentin kalibrointialgoritmin antama tulos. Laskussa käytetään edellisten kaavojen lisäksi kaavaa  $\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \sin(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \beta)$ . Lasketaan aluksi yhtälön 5-19 oikeasta puolesta

$$2P_{cal} \frac{S_C C_B - S_B C_C}{C_B^2 + C_C^2} \quad (B-4)$$

osoittaja

$$\begin{aligned}
& S_C C_B - S_B C_C \\
&= \langle G_C \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin(\delta + \alpha_C) \rangle \langle G_B P_{cal} \cos \alpha_B \rangle \\
&\quad - \langle G_B \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos(\delta + \alpha_B) \rangle \langle G_C P_{cal} \sin \alpha_C \rangle \\
&= \langle G_B G_C P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\sin(\delta + \alpha_C) \cos \alpha_B - \cos(\delta + \alpha_B) \sin \alpha_C] \rangle
\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
&= \langle G_B G_C P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 [\frac{1}{2} \sin(\delta + \alpha_C - \alpha_B) + \frac{1}{2} \sin(\delta + \alpha_C + \alpha_B) \\
&\quad - \frac{1}{2} \sin(-\delta - \alpha_B + \alpha_C) - \frac{1}{2} \sin(\delta + \alpha_B + \alpha_C)] \rangle \\
&= \langle G_B G_C P_{cal} \hat{E}_1 \hat{E}_2 \cos \frac{2\alpha_C - 2\alpha_B}{2} \sin \frac{2\delta}{2} \rangle \\
&= \langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin \delta \rangle \langle G_B G_C P_{cal} \sqrt{1 - \sin^2(\alpha_C - \alpha_B)} \rangle . \tag{B-5}
\end{aligned}$$

Seuraavaksi tarkastellaan kaavan B-4 nimittäjää

$$\begin{aligned}
&C_B^2 + C_C^2 \\
&= \langle G_B^2 P_{cal}^2 \cos^2 \alpha_B \rangle + \langle G_C^2 P_{cal}^2 \sin^2 \alpha_C \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 [G_B^2 \cos^2 \alpha_B + G_C^2 \sin^2 \alpha_B + G_C^2 (\sin^2 \alpha_C - \sin^2 \alpha_B)] \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 [G_B G_C \cos^2 \alpha_B + (G_B - G_C) G_B \cos^2 \alpha_B + G_B G_C \sin^2 \alpha_B \\
&\quad - (G_B - G_C) G_C \sin^2 \alpha_B + G_C^2 (\sin \alpha_C + \sin \alpha_B) (\sin \alpha_C - \sin \alpha_B)] \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 G_B G_C [\cos^2 \alpha_B + \sin^2 \alpha_B + \frac{(G_B - G_C) G_B}{G_B G_C} \cos^2 \alpha_B - \frac{(G_B - G_C) G_C}{G_B G_C} \sin^2 \alpha_B \\
&\quad + \frac{G_C^2}{G_B G_C} 2 \sin \frac{\alpha_C + \alpha_B}{2} \cos \frac{\alpha_C - \alpha_B}{2} 2 \cos \frac{\alpha_C + \alpha_B}{2} \sin \frac{\alpha_C - \alpha_B}{2}] \rangle \\
&= \langle P_{cal}^2 G_B G_C [1 + \frac{G_B - G_C}{G_C} \cos^2 \alpha_B - \frac{G_B - G_C}{G_B} \sin^2 \alpha_B \\
&\quad + \frac{G_C}{G_B} \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B)] \rangle . \tag{B-6}
\end{aligned}$$

Lopuksi sijoittamalla yhtälöiden B-5 ja B-6 kaavaan B-4

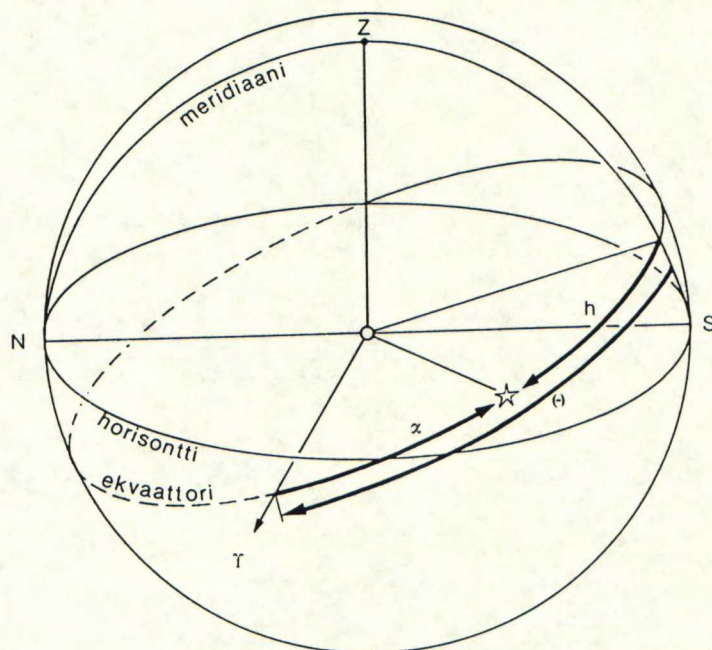
$$\begin{aligned}
&2P_{cal} \frac{S_C C_B - S_B C_C}{C_B^2 + C_C^2} \\
&= \frac{2P_{cal} \langle \hat{E}_1 \hat{E}_2 \sin \delta \rangle \langle G_B G_C P_{cal} \sqrt{1 - \sin^2(\alpha_C - \alpha_B)} \rangle}{P_{cal}^2 G_B G_C [1 + \frac{G_B - G_C}{G_C} \cos^2 \alpha_B - \frac{G_B - G_C}{G_B} \sin^2 \alpha_B + \frac{G_C}{G_B} \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B)]} \\
&= V \frac{\langle \sqrt{1 - \sin^2(\alpha_C - \alpha_B)} \rangle}{\langle 1 + \frac{G_B - G_C}{G_C} \cos^2 \alpha_B - \frac{G_B - G_C}{G_B} \sin^2 \alpha_B + \frac{G_C}{G_B} \sin(\alpha_C + \alpha_B) \sin(\alpha_C - \alpha_B) \rangle} . \tag{5-21}
\end{aligned}$$



## Liite C: Horisontti- ja ekvaattorijärjestelmien vertailu ja niiden peruspisteiden eroa kuvaavan parallaktisen kulman ajallinen muuttuminen

Horisonttijärjestelmän perustasona on havaitsijan horisontin taso. Peruspisteenä on *zeniitti*, joka on suoraan havaitsijan yläpuolella oleva taivaanpallon piste. Havaittavien kohteiden paikat taivaanpallolla ilmoitetaan elevaation ja atsimuutin avulla. Sekä elavaatio että atsimuutti muuttuvan ajan funktiona. Atsimuutti voidaan ilmoittaa kulmamittana joko etelästä tai pohjoisesta myötäpäivään tai vastapäivään mitattuna. Tässä käytetään Metsähovin radiotutkimusasemalla käytössä olevaa määritelmää, jossa atsimuutti mitataan etelästä myötäpäivään.

Ekvaattorijärjestelmän perustaso on maapallon päiväntasaajan eli ekvaattorin kaut-



Kuva C-1. Rektaskension, tuntikulman ja tähtiajan välinen yhteys [23].

ta kulkeva taso. Tämä taso pysyy havaintopaikasta ja ajasta riippumatta lähes vakiona. Peruspisteenä on *taivaanpallon pohjoisnapa* on taivaanpallon ja maapallon pyörimisakselin leikkauskohta. Havaittavien kohteiden kulmaetäisyys ekvaattorista pysyy vuorokauden aikana vakiona. Tämä kulma on nimeltään *dekliinaatio*  $\delta$ . Toiseksi ekvaattorijärjestelmän koordinaatiksi pitää valita kiinteä suunta, johon maapallon pyöriminen ei vaikuta. Ekvaattorijärjestelmän suunnan määrittämisen peruspisteeksi on valittu kevättasauspiste  $\Upsilon$ . Kevättasauspiste on havaittu auringon suunta keväällä, kun auringo näyttää siirtyvän ekvaattorin eteläpuolelta sen pohjoispuolelle. Ekvaattorijärjestelmän toiseksi koordinaatiksi saadaan *rektaskensio*

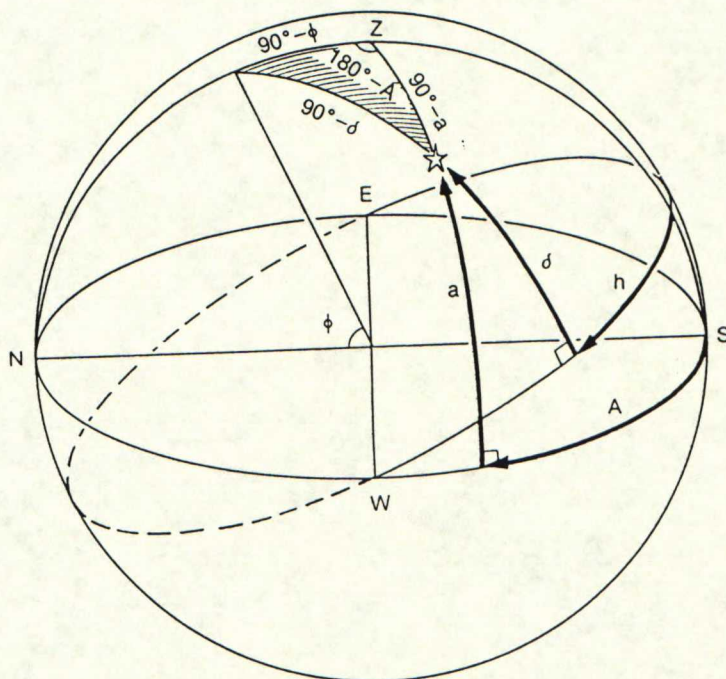


$\alpha$ . Rektaskensio mitataan kulmana kevättasauspisteestä vastapäivään. Rektaskensiota vastaava paikallinen koordinaatti on *tuntikulma*  $h$ . Tuntikulma määritellään kulmana etelästä myötäpäivään ekvaattoria pitkin. Kevättasauspisteen tuntikulma on *tähtiaika*  $\Theta$ . Kuvasta C-1 nähdään tuntikukulman, tähtiajan ja rektaskension välillä vallitseva yhteys

$$\Theta = h + \alpha. \quad (\text{C-1})$$

Tuntikulma ja tähtiaika kasvavat maapallon pyörimisen johdosta tasaisesti, joten ne on käytännöllistä ilmoittaa aikamitoissa. Aikamitoissa ilmoitettuna tuntikulma kertoo kuinka kauan on kulunut siitä, kun kohde oli viimeksi etelässä.

Horisontti- ja ekvaattorijärjestelmien väliset muunnoskaavat saadaan kuvan C-2 ns. nauttisen kolmiosta ja pallon pinnan geometrisista yhtälöistä. Ekvaattorijärjestelmän taivaanpallon pohjoisnavan ja horisontin välistä kulmaa kutsutaan *taivaannavan korkeudeksi*  $\varphi$ . Taivaannavan korkeus on yhtä suuri kuin havainto-



Kuva C-2. Ns. nauttinen kolmio, josta saadaan selville horisontti- ja ekvaattorijärjestelmien väliset muunnoskaavat [23].

paikan leveysaste. Taivaanpallon pohjoisnavan ja tuntikulman kohdalta ekvaattorilla kulkevan isoympyrän ja zeniitin ja atsimuutin kohdalta horisontissa kulkevan isoympyrän välinen kulma on parallaktinen kulma. Parallaktinen kulma on siis kuvan C-2 nauttisen kolmion havaittavan kohteen kohdalla olevan kärjen kulma. Tämä kulma luonnollisesti muuttuu, kun tuntikulma kasvaa. Parallaktisen kulman muutos tuntikulman funktiona riippuu myös kohteen deklinaatiosta. Viitteistä [23] ja [24] saadaan yhtälöt, joilla saadaan laskettua sekä parallaktinen kulma että ekvaattorijärjestelmän koordinaatit horisonttijärjestelmän koordinaateista pohjoisella



pallonpuolella

$$\sin \delta = -\cos A \cos a \cos \varphi + \sin a \sin \varphi \quad (\text{C-2})$$

$$\cos h \cos \delta = \cos A \cos a \sin \varphi + \sin a \cos \varphi \quad (\text{C-3})$$

$$\sin h \cos \delta = \sin A \cos a \quad (\text{C-4})$$

$$\cos p \cos \delta = \cos A \sin a \cos \varphi + \cos a \sin \varphi \quad (\text{C-5})$$

Polarisaatiokulma ekvaattorijärjestelmässä on polarisaatioellipsin isoakselin ja ekvaattoritasossa näkösädettä kohtisuoraan olevan vektorin välinen kulma. Kun parallaktinen kulma on  $0^\circ$  tai  $180^\circ$ , ovat sekä horisontin tasossa että ekvaattorin tasossa olevat näkösädettä kohtisuoraan olevat vektorit samansuuntaiset. Muulloin ekvaattorijärjestelmän polarisaatiokulma saadaan lisäämällä horisonttijärjestelmässä mitattuun polarisaatiokulmaan mittauksen aikainen parallaktinen kulma [14], koska parallaktinen kulma on eri järjestelmien peruspisteiden välinen kulma.